

เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 245 MHz
245 MHz RADIO TRANSCEIVER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๖๑๑๖๖๖๖

เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 245 MHz

245 MHz RADIO TRANSCEIVER



โดย

นางสาวเพียงเพ็ญ อมาตยกุล 40010533

นายเอกอมร บุญบุรพงศ์ 40011050

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.ทองทอด วานิชศรี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 245 MHz
245 MHz RADIO TRANSCEIVER

โดย นางสาวเพ็ญเพ็ญ อมาตยกุล 40010533
นายเอกอมร บุญบุรพงศ์ 40011050

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร.ทองทศ วานิชศรี

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอการออกแบบและสร้างเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุเพื่อใช้ในการส่งสัญญาณความถี่เสียงโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ FM ในย่านความถี่ VHF (ที่ 245 ± 2 MHz) เครื่องส่งมีกำลังส่งประมาณ 100 mW และมีความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณมอดูเลตประมาณ 5 kHz (Frequency Deviation) แต่ละช่องสัญญาณห่างกัน 10 kHz

ABSTRACT

This project presents designed of radio frequency transceiver for transmitting voice signal by using frequency modulation technique. The transceiver is designed to operate at VHF frequency band (245 ± 2 MHz) with output power of 100 mW, 5 kHz frequency deviation and 10 kHz channel spacing.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สามารถทำสำเร็จได้ด้วยคำปรึกษาและแนะนำให้ความช่วยเหลือของบุคคลต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

1. ดร.ทองทศ วานิชศรี อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ
2. นายฉฤทธิ ญิงธนิตรา ให้การช่วยเหลือและให้คำแนะนำทำให้การทำงานสำเร็จลุล่วงไปด้วยดีและบุคคลอื่นที่มีได้กล่าวถึงในที่นี้ ในโอกาสนี้จึงขอขอบพระคุณทุกท่านเป็นอย่างยิ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	8
2.1 ออปแอมป์และการประยุกต์ใช้งาน (Op-Amp and Applications)	8
2.1.1 วงจรสมมูลของออปแอมป์ (Op-Amp Equivalent Circuit)	8
2.1.2 คุณสมบัติเด่นของออปแอมป์ (Op-Amp's Dominant Characteristics)	9
2.1.3 ลักษณะอุดมคติของออปแอมป์ (Op-Amp's Ideal Characteristic)	9
2.1.4 คุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญของออปแอมป์ (Op-Amp Importance Characteristics)	11
2.1.5 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์ (Op-Amp Applications)	12
2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)	16
2.2.1 ω และเซนต์ริวิตีของ Q	18
2.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเทอร์เวิร์ท	19
2.2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ	24
2.2.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key	26
2.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท	30
2.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกกลูป (Frequency Synthesizer)	34
2.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO)	34
2.4.2 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่	41
2.4.3 การเลือกใช้วงจรพรีสเกลเลอร์	43
2.4.4 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์	43
2.5 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)	48
2.6 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)	52
2.6.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์	52
2.6.2 การคำนวณวงจรขยายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S Parameter)	54
2.6.3 อิมพีแดนซ์แมต칭 (Impedance Matching)	57
2.7 วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)	58
2.7.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์	58
2.7.2 วงจรขยายแบบคลาสเอและความเป็นเชิงเส้น	58
2.7.3 วงจรขยายแบบคลาสบี	61
2.7.4 วงจรขยายแบบคลาสซี	63
2.7.5 การออกแบบวงจรขยายกำลัง	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
2.8 วงจรมิกเซอร์	68
2.9 เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter)	69
2.10 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator)	70
2.10.1 หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลต	71
2.10.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ผลึกควอตซ์หรือคริสตอล (Crytral Oscillator)	73
2.10.3 การออกแบบวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์	75
2.10.4 ชนิดของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ควอตซ์คริสตอล	76
2.11 ควอดราเจอร์รีเทกชัน (Quardrature Detection)	76
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	78
3.1 วงจรไมโครโฟน (Microphone)	78
3.2 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)	79
3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ (Active Low Pass Filter)	81
3.4 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกลูปที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	84
3.4.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	84
3.4.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	89
3.4.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่	90
3.4.4 การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	92
3.5 วงจรมอดูเลตความถี่เอฟเอ็ม	96
3.6 การออกแบบวงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ (245 MHz RF Driver Amplifier)	96
3.7 การออกแบบวงจรขยายกำลังที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์(Power Amplifier 245 MHz)	101
3.8 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ (Band Pass Filter 245 MHz)	103
3.9 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ(Low Noise Amplifier)	105
3.10 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์	109
3.10.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	109
3.10.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	111
3.10.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่	112
3.10.4 การออกแบบวงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	113
3.11 การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)	116
3.12 การออกแบบวงจรเซรามิกฟิลเตอร์ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	117

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
3.13 การออกแบบวงจรขยายความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz)	118
3.14 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)	120
3.14.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ (Crystal Oscillator)	120
3.14.2 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)	120
3.14.3 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier)	120
3.14.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (IF Filter)	120
3.14.5 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)	120
3.15 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ (Active Low Pass Filter)	122
3.16 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)	123
3.17 การออกแบบวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง (Power Audio Amplifier)	124
3.18 วงจรรวมทางด้านภาคส่ง(Total Circuit of Transmitter)	126
3.19 วงจรรวมทางด้านภาครับ(Total Circuit of Receiver)	131
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	139
ภาคส่ง(Transmitter)	
4.1 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)	139
4.2 ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดแอคทีฟอันดับที่ 8 ความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ (Active Low Pass Filter)	140
4.3 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 245 เมกะเฮิร์ตซ์ (245 MHz Phase Lock Loop - Frequency Synthesizer)	141
4.3.1 ผลการทดลองของวงจรถ่ายสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO)	142
4.3.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)	144
4.3.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 245 เมกะเฮิร์ตซ์	144
- คริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์	144
- สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V	145
- สัญญาณล็อกดีเทก (LD : Lock Detect)	146
- สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)	146
4.3.4 ผลการทดลองจากวงจรรูปฟิลเตอร์(Loop Filter)	147
4.3.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	147
4.4 ผลการทดลองเมื่อผ่านการมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอ็ม(FM Modulator)	149

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
4.5 ผลการทดลองของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุสัญญาณวิทยุ(RF Driver Amplifier)	150
4.6 ผลการทดลองของวงจรขยายกำลัง(Power Amplifier)	153
ภาครับ(Receiver)	
4.7 ผลการทดลองเมื่อผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 245 เมกะเฮิร์ตซ์	157
4.8 ผลการทดลองของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ(Low Noise Amplifier)	158
4.9 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคัลป์ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (255.7 MHz Phase Lock Loop - Frequency Synthesizer)	160
4.9.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO)	161
4.9.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)	163
4.9.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคัลป์ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์	163
- คริสตัลลอออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์	163
- สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V	164
- สัญญาณล็อกคีย์เทค (Lock Detect : LD)	165
- สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรล (Modulus Controlled :MC)	165
4.9.4 ผลการทดลองจากวงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)	166
4.9.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์	166
4.10 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)	168
4.11 วงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (Band Pass Filter 10.7 MHz)	169
4.12 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz)	171
4.13 ผลการทดลองจากวงจรคิมอคูเลเตอร์โดยใช้ไอซี MC3362	174
4.13.1 คริสตัลลอออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์	174
4.13.2 วงจรมิกเซอร์	174
4.13.3 วงจรขยายสัญญาณ(Amplifier)	175
4.13.4 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์)	176
4.13.5 วงจรคิมอคูเลเตอร์	178
4.13.6 วงจรสวิทช์	178
4.13.7 สัญญาณจากวงจรคิมอคูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่ระดับต่างๆกัน	179
4.14 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดเอกที่ฟอินคัมที่ 8 ความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ (Active Low Pass Filter)	181
4.15 วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)	182

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
4.16 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง (Power Audio Amplifier)	183
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	186
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมด้านภาคส่งของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ ย่านความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์	2
รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมด้านภาครับของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ ย่านความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์	4
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	
รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ของออปแอมป์	8
รูปที่ 2.2 วงจรเทียบเคียงของออปแอมป์ (A) วงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางปฏิบัติ (B) วงจรสมมูลของออปแอมป์ในอุดมคติ	9
รูปที่ 2.3 ลักษณะถ่ายโอนของออปแอมป์ (A) กราฟแสดงจุดอิ่มตัว (B) วงจรสมมูลของออปแอมป์	10
รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่	11
รูปที่ 2.5 วงจรขยายสัญญาณกลับเฟส (Inverting Amplifier)	13
รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส 180 องศา	13
รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลในรูปที่ 2.6 เมื่อแทนด้วยแหล่งกำเนิดกระแส ตามทฤษฎีของนอร์ตัน	13
รูปที่ 2.8 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting Amplifier)	15
รูปที่ 2.9 วงจรบัฟเฟอร์และวงจรสมมูลของบัฟเฟอร์	15
รูปที่ 2.10 วงจรรองความถี่ต่ำที่ต้องการ	16
รูปที่ 2.11 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่มีช่วงหยุดไม่ราบเรียบ	17
รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และการสูญเสีย (A) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และการสูญเสีย (B) ตำแหน่งของโพลและอัตราขยาย	17
รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำ	20
รูปที่ 2.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการใช้	22
รูปที่ 2.15 ค่าการสูญเสียในเทอมของความถี่อินพุตแมตช์	22
รูปที่ 2.16 การลดทอนของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ	24
รูปที่ 2.17 รีปปีลและฟังก์ชันการลดทอน	26

	หน้า
รูปที่ 2.18 วงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ	27
รูปที่ 2.19 ตัวอย่างวงจรกรองความถี่ผ่านแบบแอกทิฟ	27
รูปที่ 2.20 ผลตอบสนองของบัตเทอร์เวิร์ท	30
รูปที่ 2.21 คุณสมบัติการลดทอนสำหรับวงจรกรองความถี่แบบบัตเทอร์เวิร์ท	31
รูปที่ 2.22 การแปลงแถบความถี่จากความถี่ต่ำผ่านเป็นความถี่ช่วงผ่าน	32
รูปที่ 2.23 การแปลงองค์ประกอบวงจรจากความถี่ต่ำผ่านไปเป็นความถี่ช่วงผ่าน	33
รูปที่ 2.24 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก	34
รูปที่ 2.25 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม	34
รูปที่ 2.26 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน	35
รูปที่ 2.27 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้วงจรถายแบบคิฟเฟอร์เนเชี่ยล	35
รูปที่ 2.28 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO)	36
รูปที่ 2.29 วงจรเฟดออสซิลเลเตอร์	36
รูปที่ 2.30 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์	37
รูปที่ 2.31 วงจรกำเนิดสัญญาณปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์	38
รูปที่ 2.32 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบแคลปปี้-กอร์เรียท	39
รูปที่ 2.33 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโกลพิคตส์	39
รูปที่ 2.34 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโกลพิคตส์ ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม	40
รูปที่ 2.35 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 1	43
รูปที่ 2.36 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 2	44
รูปที่ 2.37 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 3	47
รูปที่ 2.38 สัญญาณเอฟเอ็ม	49
รูปที่ 2.39 แอมพลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม	51
รูปที่ 2.40 สเปกตรัมของคลื่นมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เมื่อ $m_f = 0.5, 1.0, 2.5$ และ 4.0	52
รูปที่ 2.41 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์	53
รูปที่ 2.42 การเมตซิงอิมพีแดนซ์	57
รูปที่ 2.43 วงจรเมตซิงอิมพีแดนซ์จากตัวอย่าง	58
รูปที่ 2.44 คุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรถายสัญญาณเชิงเส้น	59
รูปที่ 2.45 คุณสมบัติของวงจรถายที่ไม่เป็นเชิงเส้น	60
(A) คุณสมบัติของฟังก์ชันถ่ายโอน	
(B) ผลลัพธ์ของรูปคลื่น	
รูปที่ 2.46 จุดตัดอันดับที่ 2	60

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 2.47 วงจรขยายคลาสิคแบบพหุ-พหุ	62
รูปที่ 2.48 การไบอัสอย่างง่ายโดยใช้ไดโอดของวงจรขยายคลาสิค	62
รูปที่ 2.49 การไบอัสแบบอิมิตเตอร์โฟลโลเวอร์ของวงจรขยายคลาสิค	63
รูปที่ 2.50 การใช้ออปแอมป์ในการไบอัสของวงจรขยายคลาสิค	63
รูปที่ 2.51 การไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสิค	64
รูปที่ 2.52 วงจรแสดงการไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสิค	64
รูปที่ 2.53 ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์	65
รูปที่ 2.54 การต่ออิมพีแดนซ์แมตชิงเน็ตเวิร์ก	66
รูปที่ 2.55 ความต้านทานการแพร่กระจายสายอากาศที่เรโซแนนซ์	66
รูปที่ 2.56 การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศ	67
(A) เหนือความถี่เรโซแนนซ์	
(B) ใต้ความถี่เรโซแนนซ์	
รูปที่ 2.57 การเปลี่ยนแปลงค่าในสายโคแอกเชียลของแมตชิงเน็ตเวิร์ก	67
(A) เนตเวิร์กแบบที	
(B) เนตเวิร์กแบบพาย	
รูปที่ 2.58 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์	68
รูปที่ 2.59 วงจรมิกเซอร์แบบ single – diode	69
รูปที่ 2.60 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์	69
รูปที่ 2.61 หม้อแปลงเรโซแนนซ์และเซรามิกฟิลเตอร์	70
(A) หม้อแปลงเรโซแนนซ์	
(B) สัญลักษณ์เซรามิกฟิลเตอร์	
(C) รูปร่างเซรามิกฟิลเตอร์	
รูปที่ 2.62 แสดงการออสซิลเลตทางกล	71
(A) ลูกตุ้มนาฬิกา	
(B) การออสซิลเลตแบบแอมป์ (damped oscillation)	
รูปที่ 2.63 แสดงการเกิดออสซิลเลตทางด้านวงจรไฟฟ้า	72
รูปที่ 2.64 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่จากเกด	72
รูปที่ 2.65 การออสซิลเลตในช่วงเริ่มแรกและการออสซิลเลตแบบต่อเนื่อง	73
รูปที่ 2.66 วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล	74
รูปที่ 2.67 แสดงผลึกควอตซ์และการตัดผลึก	75
รูปที่ 2.68 บล็อกไดอะแกรมของระบบควอตซ์เจอร์ดีเทกชัน	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

รูปที่ 3.1	วงจรไมโครโฟน	78
รูปที่ 3.2	ลายวงจรของวงจรไมโครโฟน	78
รูปที่ 3.3	วงจรไมโครโฟนที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	79
รูปที่ 3.4	วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส	79
รูปที่ 3.5	วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสที่อัตราขยาย 100 เท่า	80
รูปที่ 3.6	ลายวงจรของวงจรขยายสัญญาณเสียง	80
รูปที่ 3.7	วงจรขยายสัญญาณเสียงที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	80
รูปที่ 3.8	วงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key	81
รูปที่ 3.9	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟทางภาคส่งความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	83
รูปที่ 3.10	ลายวงจรของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	83
รูปที่ 3.11	วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	83
รูปที่ 3.12	วงจรกำเนิดสัญญาณแบบ โคลพิตต์ (Colpitts Oscillator)	84
รูปที่ 3.13	วงจรสมมูลทางคิซิจ์ของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ	85
รูปที่ 3.14	วงจรสมมูลที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่ต้องการออกแบบ	85
รูปที่ 3.15	วงจรสมมูลเมื่อรวม C_{in} กับ C_Y	86
รูปที่ 3.16	วงจรถูกกำเนิดสัญญาณ	87
รูปที่ 3.17	วงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบปรับความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	87
รูปที่ 3.18	ลายวงจรของวงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบปรับความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	88
รูปที่ 3.19	วงจรถูกกำเนิดสัญญาณแบบปรับความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	88
รูปที่ 3.20	การต่อวงจรของไอซี MC12034	89
รูปที่ 3.21	ลายวงจรของวงจรพริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส	89
รูปที่ 3.22	วงจรพริสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัสที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	89
รูปที่ 3.23	ส่วนประกอบต่างๆภายใน MC145152-2	90
รูปที่ 3.24	ลายวงจรของวงจรเฟสดีเทกเตอร์	91
รูปที่ 3.25	วงจรเฟสดีเทกเตอร์ที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	91
รูปที่ 3.26	โครงสร้างวงจรรูปฟิลเตอร์	92
รูปที่ 3.27	วงจรรูปฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง	93
รูปที่ 3.28	ลายวงจรของวงจรรูปฟิลเตอร์	94
รูปที่ 3.29	วงจรรูปฟิลเตอร์ที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว	94
รูปที่ 3.30	วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	95

	หน้า
รูปที่ 3.31 ลายวงจรของวงจрсังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	95
รูปที่ 3.32 วงจрсังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	96
รูปที่ 3.33 สมบัติซาร์ทของวงจрсับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	97
รูปที่ 3.34 สมบัติซาร์ทของวงจрсับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ เมื่อมีการป้อนกลับแบบลบ	98
รูปที่ 3.35 วงจรแมตซ์ชิงอินพุตของทรานซิสเตอร์	99
รูปที่ 3.36 วงจรแมตซ์ชิงเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์	99
รูปที่ 3.37 วงจрсับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ	100
รูปที่ 3.38 ลายวงจรของวงจрсับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ	100
รูปที่ 3.39 วงจрсับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	101
รูปที่ 3.40 วงจรแมตซ์ชิงอินพุตของทรานซิสเตอร์	101
รูปที่ 3.41 วงจรแมตซ์ชิงเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์	102
รูปที่ 3.42 วงจรขยายกำลังที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	102
รูปที่ 3.43 ลายวงจรของวงจรขยายกำลัง	103
รูปที่ 3.44 วงจรขยายกำลังที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	103
รูปที่ 3.45 โครงสร้างวงจรรเรโจนเตอร์	103
รูปที่ 3.46 วงจรรองแถบความถี่ผ่านที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	104
รูปที่ 3.47 ลายวงจรของวงจรรองแถบความถี่ผ่านที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	104
รูปที่ 3.48 วงจรรองแถบความถี่ผ่าน 245 เมกะเฮิร์ตซ์ที่วางอุปกรณ์ บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	104
รูปที่ 3.49 สมบัติซาร์ทของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	105
รูปที่ 3.50 สมบัติซาร์ทของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ เมื่อมีการป้อนกลับแบบลบ	106
รูปที่ 3.51 วงจรแมตซ์ชิงอินพุตของทรานซิสเตอร์	107
รูปที่ 3.52 วงจรแมตซ์ชิงเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์	108
รูปที่ 3.53 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	108
รูปที่ 3.54 ลายวงจรของวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	109
รูปที่ 3.55 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบี เรียบร้อยแล้ว	109
รูปที่ 3.56 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า โดยมีความถี่ที่ต้องการที่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์	110

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.57 ลายวงจรของวงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า โดยมีความถี่ที่ต้องการที่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์	110
รูปที่ 3.58 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่วางอุปกรณ์ บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	111
รูปที่ 3.59 การต่อวงจรของไอซี MC12034	111
รูปที่ 3.60 ลายวงจรของวงจรพริสเทลเลอร์แบบสองโมดูลัส	111
รูปที่ 3.61 วงจรพริสเทลเลอร์แบบสองโมดูลัสที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	112
รูปที่ 3.62 ลายวงจรของวงจรเฟสดีเทกเตอร์	112
รูปที่ 3.63 วงจรเฟสดีเทกเตอร์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	113
รูปที่ 3.64 วงจรสมบรูณ์ของลูปีลเตอร์	114
รูปที่ 3.65 ลายวงจรของวงจรถูปลิเตอร์	114
รูปที่ 3.66 วงจรถูปลิเตอร์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	114
รูปที่ 3.67 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์	115
รูปที่ 3.68 ลายวงจรของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์	115
รูปที่ 3.69 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	116
รูปที่ 3.70 วงจรภายในของ JMS-11X	116
รูปที่ 3.71 วงจรมิกเซอร์ที่ให้ความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	116
รูปที่ 3.72 วงจรมิกเซอร์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	117
รูปที่ 3.73 วงจรเชรามิกฟิลเตอร์ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	117
รูปที่ 3.74 ลายวงจรเชรามิกฟิลเตอร์ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	117
รูปที่ 3.75 วงจรเชรามิกฟิลเตอร์ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	118
รูปที่ 3.76 วงจรสมมูลทางคิซีของวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์	118
รูปที่ 3.77 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ใช้งานจริง	119
รูปที่ 3.78 ลายวงจรของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	119
รูปที่ 3.79 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ที่วางอุปกรณ์ บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	120
รูปที่ 3.80 วงจรเอฟเอ็มคิมอดูเลเตอร์	121
รูปที่ 3.81 ลายวงจรของวงจรเอฟเอ็มคิมอดูเลเตอร์	121
รูปที่ 3.82 วงจรเอฟเอ็มคิมอดูเลเตอร์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	122
รูปที่ 3.83 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทิฟความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	123
รูปที่ 3.84 ลายวงจรของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทิฟ ความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์	123

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.85 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอกทรีฟที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	123
รูปที่ 3.86 วงจรขยายสัญญาณเสียงแบบกลับเฟส	123
รูปที่ 3.87 ลายวงจรของวงจรขยายสัญญาณเสียงแบบกลับเฟส	124
รูปที่ 3.88 วงจรขยายสัญญาณเสียงที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	124
รูปที่ 3.89 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง	125
รูปที่ 3.90 ลายวงจรของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง	125
รูปที่ 3.91 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียงที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	125
รูปที่ 3.92(A) วงจรรวมทางด้านภาคส่งของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ ย่านความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์	126
รูปที่ 3.92(B) วงจรรวมทางด้านภาคส่งของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ ย่านความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์(ต่อ)	127
รูปที่ 3.93 ลายวงจรรวมทางด้านภาคส่งด้านหน้า	128
รูปที่ 3.94 ลายวงจรรวมทางด้านภาคส่งด้านหลัง	128
รูปที่ 3.95 แผ่นพีซีบีทางด้านภาคส่งด้านหน้า	129
รูปที่ 3.96 แผ่นพีซีบีทางด้านภาคส่งด้านหลัง	129
รูปที่ 3.97 วงจรรวมทางด้านภาคส่งที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	130
รูปที่ 3.98(A) วงจรรวมทางด้านภาครับของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ ย่านความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์	131
รูปที่ 3.98(B) วงจรรวมทางด้านภาครับของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ ย่านความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์(ต่อ)	132
รูปที่ 3.99 ลายวงจรรวมทางด้านภาครับด้านหลัง	133
รูปที่ 3.100 ลายวงจรรวมทางด้านภาครับด้านหลัง	133
รูปที่ 3.101 แผ่นพีซีบีทางด้านภาครับด้านหน้า	134
รูปที่ 3.102 แผ่นพีซีบีทางด้านภาครับด้านหลัง	134
รูปที่ 3.103 วงจรรวมทางด้านภาครับที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	135
รูปที่ 3.104 ลายวงจรรวมของแผ่นควบคุมด้านหน้า	136
รูปที่ 3.105 ลายวงจรรวมของแผ่นควบคุมด้านหลัง	136
รูปที่ 3.106 แผ่นพีซีบีของแผ่นควบคุมด้านหน้า	137
รูปที่ 3.107 แผ่นพีซีบีของแผ่นควบคุมด้านหลัง	137
รูปที่ 3.108 วงจรรวมของแผ่นควบคุมที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว	138

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเสียง	138
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทิฟ	141
รูปที่ 4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้จาก วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	143
รูปที่ 4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จาก วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	143
รูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรพรีแอมพลิฟายเออร์	144
รูปที่ 4.6 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ (ขา 26) ของ MC 145152	145
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณที่ขา ϕ_R (ขาที่ 7), ϕ_V (ขาที่ 8) ของ MC145152	145
รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณที่ได้จากขา Lock Detect (ขาที่ 28) ของ MC145152	146
รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้จากขา MC (ขาที่ 9) ของ MC145152	146
รูปที่ 4.10 ระดับแรงดันไฟตรงที่ได้จากฟิวเจอร์ที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	147
รูปที่ 4.11 สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	147
รูปที่ 4.12 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ (20 dB External Attenuation)	148
รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	148
รูปที่ 4.14 สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้ว	149
รูปที่ 4.15 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ	151
รูปที่ 4.16 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตและระดับสัญญาณเอาต์พุต	152
รูปที่ 4.17 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ (20 dB External Attenuation)	152
รูปที่ 4.18 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกที่ 2 ของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ (20 dB External Attenuation)	153
รูปที่ 4.19 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลัง	154
รูปที่ 4.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุต ของวงจรขยายกำลัง	155
รูปที่ 4.21 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายกำลัง (20 dB External Attenuation)	155
รูปที่ 4.22 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกที่ 2 ของวงจรขยายกำลัง (20 dB External Attenuation)	156
รูปที่ 4.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการผลิต	158
รูปที่ 4.24 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	159

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 4.25 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์	160
รูปที่ 4.26 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (20 dB External Attenuation)	160
รูปที่ 4.27 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควมกับความถี่ที่ได้จาก วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	162
รูปที่ 4.28 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้จาก วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	162
รูปที่ 4.29 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลลอร์	163
รูปที่ 4.30 สัญญาณที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ (ขา 26) ของ MC 145152	164
รูปที่ 4.31 สัญญาณที่ขา ϕ_R (ขาที่ 7), ϕ_V (ขาที่ 8) ของ MC145152	164
รูปที่ 4.32 รูปสัญญาณที่ได้จากขาล็อกคิทเทก (ขาที่ 28) ของ MC145152	165
รูปที่ 4.33 สัญญาณที่ได้จากขา MC (ขาที่ 9) ของ MC145152	165
รูปที่ 4.34 ระดับแรงดันไฟตรงที่ได้จากฟลิปเฟลอปที่มีความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์	166
รูปที่ 4.35 สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่มีความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์	166
รูปที่ 4.36 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ ด้วยเฟสล็อกที่มีความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (20 dB External Attenuation)	167
รูปที่ 4.37 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อก ความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์	167
รูปที่ 4.38 สเปกตรัมของสัญญาณวิทยุความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ซึ่งใช้เป็นสัญญาณวิทยุ (20 dB Ext. Att.)	168
รูปที่ 4.39 สเปกตรัมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์ซึ่งใช้เป็น โลคอลออสซิลเลเตอร์ (20 dB Ext. Att.)	168
รูปที่ 4.40 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ (20 dB Ext. Att.)	169
รูปที่ 4.41 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	170
รูปที่ 4.42 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตเมื่อนำสัญญาณจากวงจรมิกเซอร์ ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ (20 dB Ext. Att.)	170
รูปที่ 4.43 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	171
รูปที่ 4.44 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	172

	หน้า
รูปที่ 4.45 แสดงสเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (20 dB External Attenuation)	173
รูปที่ 4.46 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ (ขา 4) ของ MC3362	174
รูปที่ 4.47 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมิกเซอร์ (ขา 7) ของ MC3362	175
รูปที่ 4.48 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ	175
รูปที่ 4.49 ผลการทดลองเมื่อสัญญาณผ่านไดโอด	176
รูปที่ 4.50 กราฟผลตอบสนองของความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์	177
รูปที่ 4.51 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์	177
รูปที่ 4.52 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรคิโมดูลเลเตอร์(ขา 13)ของMC3362	178
รูปที่ 4.53 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรคิโมดูลเลเตอร์ (ขา 13) ของMC3362 เมื่อมีและไม่มีสัญญาณอินพุต	178
รูปที่ 4.54 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคิโมดูลเลเตอร์ (ขา 13) ของMC3362 (อินพุต -50 dBm)	179
รูปที่ 4.55 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคิโมดูลเลเตอร์ (ขา 13) ของMC3362 (อินพุต -60 dBm)	179
รูปที่ 4.56 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคิโมดูลเลเตอร์ (ขา 13) ของMC3362 (อินพุต -70 dBm)	180
รูปที่ 4.57 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคิโมดูลเลเตอร์ (ขา 13) ของMC3362 (อินพุต -80 dBm)	180
รูปที่ 4.58 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทิฟ	182
รูปที่ 4.59 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเทียบกับสัญญาณเอาต์พุต จากวงจรขยายสัญญาณเสียง	182
รูปที่ 4.60 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังเสียง	183
รูปที่ 4.61 กราฟประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง	184
รูปที่ 4.62 สัญญาณที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณเสียงเทียบกับสัญญาณเอาต์พุต จากวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง	185

บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	
ตารางที่ 2.1 ตารางลำดับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน	24
ตารางที่ 2.2 ตารางแสดงค่าเซนซิวิตี	30
ตารางที่ 2.3 ค่าองค์ประกอบต่าง ๆ ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ท	31
ตารางที่ 2.4 ตารางแสดงการตั้งหารความถี่คริสตอลด้วย RA2 , RA1 และ RA0 เพื่อ ลงมาเป็นความถี่ของการเปรียบเทียบเฟสและใช้เป็นชานเนลสเปซซิง	41
ตารางที่ 2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปไซน์	71
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	
ตารางที่ 3.1 ค่าของ Q แบบวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทที่อันดับต่าง ๆ	81
ตารางที่ 3.2 ค่าของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟต่าง ๆ	82
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
ตารางที่ 4.1 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	140
ตารางที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุต ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	142
ตารางที่ 4.3 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ	150
ตารางที่ 4.4 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ	151
ตารางที่ 4.5 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลัง	153
ตารางที่ 4.6 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรขยายกำลัง	154
ตารางที่ 4.7 ผลการทดลองของวงจรรองแถบความถี่ผ่าน 245 เมกะเฮิร์ตซ์	157
ตารางที่ 4.8 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ	158
ตารางที่ 4.9 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต	159
ตารางที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุต ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า	161
ตารางที่ 4.11 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองแถบความถี่ ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์	169

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

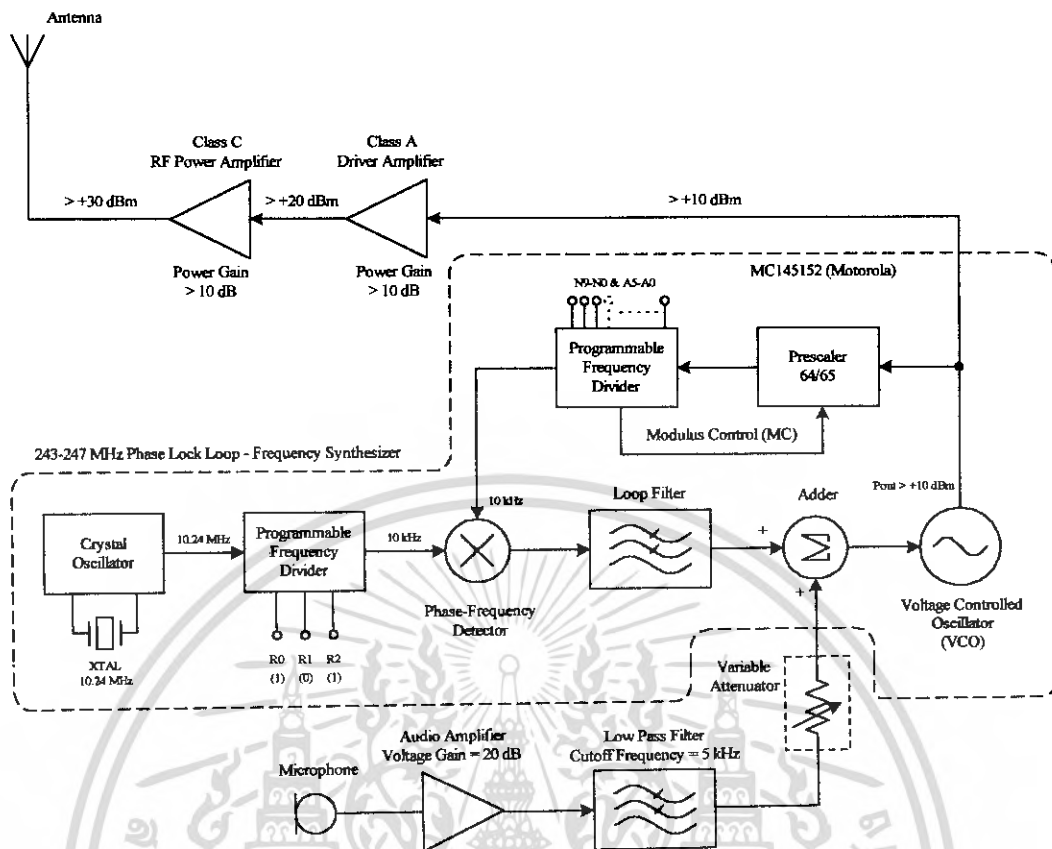
การติดต่อสื่อสารเป็นกิจกรรมหนึ่งในชีวิตประจำวันของบุคคลทุกคนในสังคม ดังนั้นการติดต่อสื่อสารที่มีประสิทธิภาพย่อมได้เปรียบและนำมาซึ่งผลสำเร็จของการติดต่อสื่อสารนั้นๆ และด้วยความเจริญก้าวหน้าของเทคโนโลยีในปัจจุบันทำให้เกิดรูปแบบในการติดต่อสื่อสารขึ้นมากมายซึ่งการติดต่อสื่อสารแต่ละประเภทก็มีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันขึ้นอยู่กับว่าผู้ใช้ต้องการจุดประสงค์ใดในการติดต่อสื่อสารนั้นๆ การสื่อสารข้อมูลด้วยคลื่นวิทยุมีบทบาทสูงขึ้นไปในปัจจุบันเนื่องจากการสื่อสารด้วยคลื่นวิทยุนั้นสามารถสื่อสารกันได้แม้มีสิ่งกีดขวางกั้นกลางระหว่างผู้ส่งข่าวสารและผู้รับข่าวสารหรือแม้แต่สะดวกในการเคลื่อนที่ (เนื่องจากปราศจากสายนำสัญญาณเพราะใช้สายอากาศในการกระจายคลื่นวิทยุแทน) การสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบันมีมากมายตัวอย่างเช่น ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่หรือระบบสื่อสารผ่านดาวเทียม เป็นต้น ในโครงการนี้จึงเป็นการนำเสนอการออกแบบและการสร้างเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อใช้ในการรับส่งสัญญาณเสียงพูดระหว่างกันและกัน โดยสามารถแยกอธิบายทั้งภาคส่งและภาครับแบบพอสังเขปเพื่อให้เห็นโครงสร้างและขอบเขตของโครงการได้ดังนี้คือ

ภาคส่ง (Transmitter)

ภาคส่งของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ ถูกกำหนดให้สามารถปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณได้ในช่วงความถี่ 245 ± 2 เมกะเฮิร์ตซ์, สัญญาณเสียงพูดถูกจำกัดแบนด์วิดท์ด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านให้เหลือเพียงช่วงความถี่ไม่เกิน 5 กิโลเฮิร์ตซ์, อัตราการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดของสัญญาณวิทยุเมื่อถูกมอดูเลตแบบเอฟเอ็มเท่ากับ ± 5 กิโลเฮิร์ตซ์, สามารถปรับความถี่ได้ด้วยสวิตช์, ความละเอียดในการปรับเปลี่ยนความถี่อยู่ในหน่วยของ 10 กิโลเฮิร์ตซ์, กำลังงานเอาต์พุตของเครื่องส่งมีค่ามากกว่า 100 มิลลิวัตต์ (ตามระบุในบทคัดย่อ) ในรูปที่ 1.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยหน้าที่การทำงานของแต่ละส่วนประกอบต่างๆ ในบล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายได้ดังนี้คือ

1. ไมโครโฟน (Microphone) เป็นไมโครโฟนชนิดคอนเดนเซอร์ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานเสียงให้เป็นพลังงานไฟฟ้าโดยสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะมีขนาดของสัญญาณที่ต่ำ
2. วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ (5 kHz Cutoff Frequency Low Pass Filter) ทำหน้าที่จำกัดแถบความถี่ของสัญญาณเสียงที่รับได้จากไมโครโฟนให้เหลือช่วงความถี่ของสัญญาณเสียงไม่เกิน 5 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอกที่พหุนิคมัลติโพลีเวอริทอนอันดับที่ 8 (Butterworth order 8th) มีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์
3. วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงซึ่งมีขนาดสัญญาณต่ำที่ผ่านการจำกัดแถบความถี่จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาแล้วให้มีขนาดสัญญาณสูงขึ้น โดยใช้วงจรขยายสัญญาณที่สร้างจากออปแอมป์ให้มีอัตราขยายสัญญาณประมาณ 100 เท่า (20dB)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมด้านภาคส่งของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์

4. วงจรลดทอนขนาดสัญญาณ (Attenuator) ทำหน้าที่ลดทอนขนาดสัญญาณก่อนส่งไปทำการมอดูเลชันแบบเอฟเอ็มเพื่อให้มีขนาดสัญญาณที่เหมาะสมทำให้ได้ค่าการเบี่ยงเบนความถี่เป็นไปตามที่กำหนด (± 5 กิโลเฮิร์ตซ์) โดยใช้ความต้านทานแบบปรับค่าได้เป็นตัวลดทอนขนาดสัญญาณ
5. วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 243-247 เมกะเฮิร์ตซ์ ทำหน้าที่สังเคราะห์ความถี่ในช่วงความถี่ 243-247 เมกะเฮิร์ตซ์ และทำการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มโดยประกอบด้วยส่วนต่างๆดังต่อไปนี้คือ

5.1 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ (Crystal Oscillator 10.24 MHz) ทำหน้าที่สร้างสัญญาณอ้างอิงเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO) โดยใช้คริสตอลเป็นตัวเรโซแนนซ์ความถี่เนื่องจากมีเสถียรภาพสูงและมีการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ต่ำ วงจรกำเนิดสัญญาณจะอยู่ในไอซีเบอร์ MC145152 ทำงานได้โดยต่อคริสตอลจากภายนอก

5.2 วงจรหารความถี่คริสตอลแบบโปรแกรมได้ (Programmable Frequency Divider) ทำหน้าที่หารความถี่จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ให้เหลือความถี่เพียง 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นค่าความถี่ที่จะใช้ในการเปรียบเทียบเฟสและยังเป็นค่าความละเอียดในการปรับเปลี่ยนความถี่

ด้วยสวิตช์อีกด้วย การโปรแกรมค่าการหารสามารถโปรแกรมผ่านขา R0, R1 และ R2 ซึ่งในโครงการนี้มีการโปรแกรมค่าเป็น 1, 0 และ 1 ตามลำดับเพื่อให้ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ถูกหารด้วย 1024

5.3 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator: VCO) ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่วิทยุที่มีการปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุม (VCO) เพื่อใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกโดยต้องการล็อกความถี่ในช่วง 243-247 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรกำเนิดสัญญาณใช้วงจรรูปแบบโคลทิตต์สออสซิลเลเตอร์ (Colpitts Oscillator) ด้วยทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิกอนไบโพลาร์เบอร์ BFG65

5.4 วงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler) ทำหน้าที่หารความถี่ลงมาเพื่อไม่ให้เกินช่วงความถี่ที่ไอซีเบอร์ MC145152 สามารถทำงานได้ (ความถี่อินพุตน้อยกว่า 25 เมกะเฮิร์ตซ์) พรีสเกลเลอร์ใช้แบบคูอัล โมดูลัส (Dual Modulus Prescaler) ซึ่งสามารถหาร 64 หรือ 65 ได้โดยการกำหนดค่าลอจิกที่ขาอินพุต MC (Modulus Control) พรีสเกลเลอร์ใช้เบอร์ MC12034 ของบริษัทโมโตโรล่าและสามารถรองรับความถี่อินพุตได้สูงสุด 2 จิกะเฮิร์ตซ์

5.5 วงจรหารความถี่อินพุตแบบโปรแกรมค่าการหารได้ (Programmable Frequency Divider) เมื่อสัญญาณอินพุตจากวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าถูกหารความถี่ด้วยพรีสเกลเลอร์แล้วความถี่ที่ได้ยังไม่สามารถนำไปเปรียบเทียบกับเฟสได้เนื่องจากความถี่ยังสูงอยู่และมีค่าไม่เท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ตัวหารความถี่แบบตั้งค่าการหารได้ถูกนำมาใช้เพื่อควบคุมการหารความถี่ของสัญญาณอินพุตและควบคุมจำนวนครั้งในการหาร 64 หรือ 65 ของคูอัล โมดูลัส พรีสเกลเลอร์ ดังนั้นหากต้องการทราบกระบวนการในการหารความถี่ต้องพิจารณาทั้งสองควบคู่กันไป ค่าการหารความถี่สามารถโปรแกรมผ่านขา N9-N0 และ A5-A0

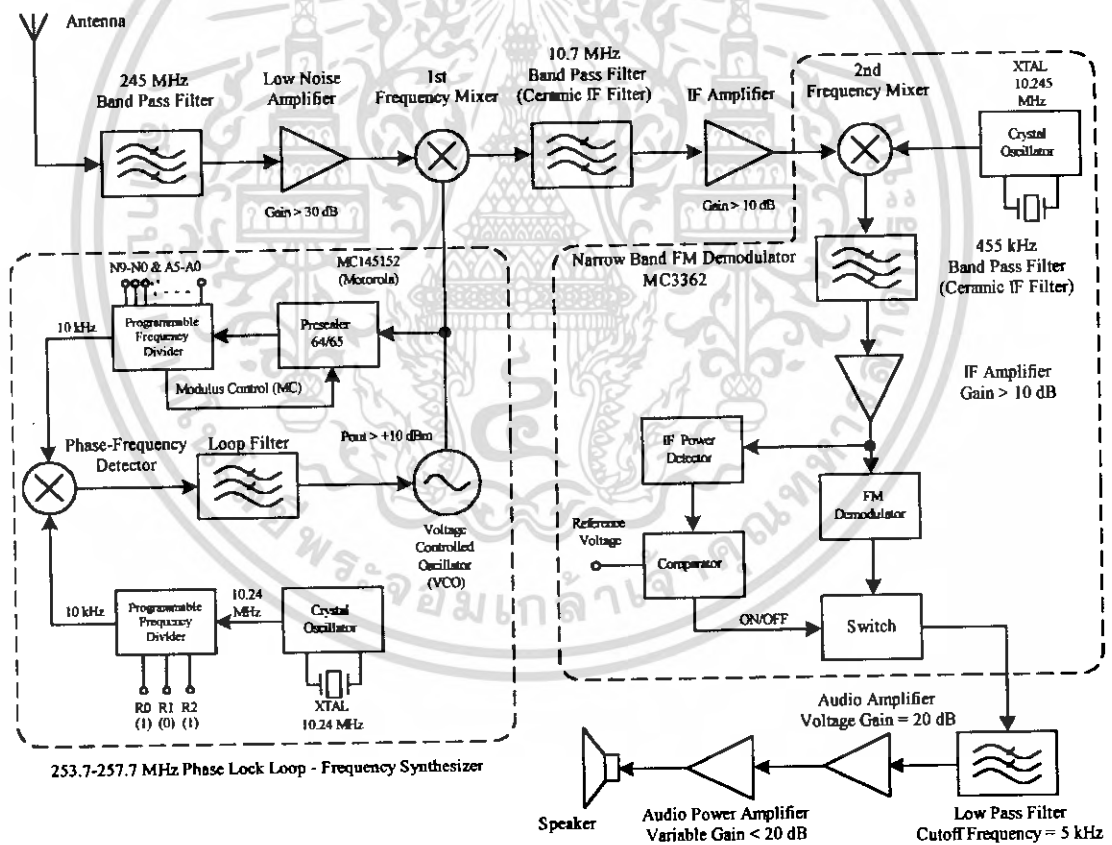
5.6 วงจรเปรียบเทียบเฟสและความถี่ (Phase-Frequency Detector) ทำหน้าที่เปรียบเทียบเฟสและความถี่ของสัญญาณสองสัญญาณ โดยสัญญาณหนึ่งคือสัญญาณอ้างอิงที่ได้จากการหารความถี่จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์และอีกสัญญาณจากการหารความถี่จากวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO)

5.7 วงจรลูฟฟิลเตอร์ (Loop Filter) เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟที่สามารถกำหนดค่า ζ (Damping Factor) และ ω_n (Natural Frequency) ได้จากค่าองค์ประกอบของวงจรกรองความถี่ซึ่งในโครงการนี้เลือกค่า ζ เท่ากับ 0.8 และ ω_n เท่ากับ 0.01 ของความถี่เปรียบเทียบ (10 กิโลเฮิร์ตซ์) สัญญาณที่ได้จากวงจรถ่ายเปรียบเทียบเฟสจะประกอบด้วยองค์ประกอบทางคิซี (dc) และเอซี (ac) โดยสิ่งที่ต้องการคือองค์ประกอบทางคิซี (เพื่อนำไปใช้ควบคุมความถี่ของวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO) ดังนั้นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจึงถูกนำมาใช้เป็นวงจรถ่ายฟิลเตอร์นั่นเอง

5.8 วงจรรวมสัญญาณ (Adder) ทำหน้าที่รวมสัญญาณไฟตรงที่ได้จากลูฟฟิลเตอร์เข้ากับสัญญาณเสียงที่มีการจำกัดแถบความถี่และลดทอนขนาดของสัญญาณแล้วเข้าด้วยกันโดยขนาดสัญญาณเสียงจะมีผลต่ออัตราการใช้แบนด์วิดท์ของการมอดูเลชันแบบเอฟเอ็ม ดังนั้นจึงต้องมีการปรับขนาด

ของสัญญาณเสียงที่เข้าตัวรวมสัญญาณให้เหมาะสมด้วยวงจรลดทอนขนาดสัญญาณเสียก่อนเพื่อไม่ให้อัตราการเบี่ยงเบนความถี่มีค่าเกิน ± 5 กิโลเฮิร์ตซ์

6. วงจรขับกำลังความถี่วิทยุ (RF Driver Amplifier) วงจรขับกำลังความถี่วิทยุถูกนำมาใช้เพื่อขยายขนาดสัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกซึ่งมีค่ามากกว่า + 10 dBm แต่ก็มีค่าไม่มากพอที่จะขับวงจรขยายกำลังแบบคลาสซีได้ วงจรขับกำลังความถี่วิทยุมีอัตราการขยายมากกว่า 10 dB โดยสามารถจ่ายสัญญาณเอาต์พุตได้มากกว่า +20 dBm ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิกอนไบโพลาร์เบอร์ BFG135
7. วงจรขยายกำลังแบบคลาสซี (Class C Power Amplifier) วงจรขยายกำลังแบบคลาสซีถูกนำมาใช้เป็นวงจรขยายกำลังภาคสุดท้ายก่อนส่งสัญญาณออกอากาศ เนื่องจากมีประสิทธิภาพสูงและสามารถจ่ายกำลังเอาต์พุตมารวมถึงใช้ไฟเลี้ยงไม่สูงนัก ทรานซิสเตอร์ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิกอนไบโพลาร์เบอร์ MRF227 วงจรขยายมีอัตราการขยายมากกว่า 10 dB จึงทำให้ได้กำลังงานเอาต์พุตมากกว่า +30 dBm (1 Watt)



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมด้านภาครับของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุย่านความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาครับ (Receiver)

ภาครับของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ ถูกกำหนดให้สามารถรับสัญญาณได้ในช่วงความถี่ 245 ± 2 เมกะเฮิร์ตซ์ รูปที่ 1.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมด้านภาครับของเครื่องรับส่งวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ ส่วนประกอบต่างๆตามบล็อกไดอะแกรมสามารถอธิบายหน้าที่การทำงานแบบพอสังเขปได้ดังนี้คือ

1. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วงความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ (Band Pass Filter 245 MHz) ทำหน้าที่จำกัดแถบความถี่ของสัญญาณอินพุตที่เข้าสู่สายอากาศเพื่อเลือกเฉพาะช่วงความถี่ที่ต้องการและป้องกันสัญญาณความถี่อื่นที่มีขนาดสัญญาณแรงกว่าเพื่อไม่ให้วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low noise Amplifier) ในภาคถัดไปเกิดการอิ่มตัว (Saturation)
2. วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณความถี่วิทยุที่เข้ามาจากสายอากาศและผ่านการเลือกกรองช่วงความถี่แล้ว ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อส่งต่อไปยังวงจรมิกเซอร์ ซึ่งวงจรที่ออกแบบใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิกอนไบโพลาร์เบอร์ BFG540W ในโครงการนี้ได้อัตราการขยายมากกว่า 30 dB
3. วงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 1 (1st Frequency Mixer) ทำหน้าที่เลื่อนแถบความถี่จากช่วงความถี่สูงของสัญญาณที่ต้องการ (243-247 เมกะเฮิร์ตซ์) โดยทำการผสมกับความถี่ที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ช่วง 253.7-257.7 เมกะเฮิร์ตซ์ มาเป็นช่วงความถี่ต่ำโดยมีความถี่กลาง (IF Frequency) ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรมิกเซอร์ตัวที่ 1 ใช้มิกเซอร์แบบบาลานซ์ริงมอดูเลเตอร์เบอร์ JMS-11X ของบริษัท มินิเซอร์กิต (Mini Circuits) โดยเอาต์พุตที่ได้จะเป็นผลบวกและผลต่างของค่าความถี่ของสัญญาณอินพุตทั้งสอง
4. วงจรสังเคราะห์ด้วยเฟสล็อกดูปช่วงความถี่ 253.7-257.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่โลคอล (Local) โดยผลิตความถี่ในช่วง 253.7 ถึง 257.7 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อเข้าไปผสมความถี่กับวงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 1 ต่อไป องค์ประกอบภายในเหมือนกันกับวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกดูปด้านภาคส่งยกเว้นแต่ปราศจากวงจรรวมสัญญาณเท่านั้นเนื่องจากไม่ต้องทำการมอดูเลตจึงขอยกเว้นการอธิบายซ้ำอีกไว้ ณ ที่นี้
5. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (IF Band Pass Filter 10.7 MHz) ใช้กรองแถบความถี่ต่ำที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 1 โดยเลือกเอาผลต่างทางความถี่มาใช้งานจะได้เป็นความถี่กลางออกมาที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรกรองแถบความถี่นี้เป็นวงจรกรองชนิดที่ทำจากเซรามิกมีอัตราการสูญเสีย (Loss) ประมาณ 10 dB
6. วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (วงจรกรองแถบความถี่กลาง) โดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดซิลิกอนไบโพลาร์เบอร์ BFR90 ได้อัตราการขยายมากกว่า 10 dB
7. วงจรคริสตัลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ (Crystal Oscillator 10.245 MHz) ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ เพื่อใช้ในการลดความถี่กลางจาก 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

- มาเป็นความถี่กลางค่าที่ 2 คือ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยวงจรจะเป็นส่วนหนึ่งในไอซี MC3362 เพียงทำการต่อคริสตอลจากภายนอกเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้เท่านั้น
8. วงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่สอง (2nd Frequency Mixer) ทำหน้าที่ผสมความถี่ของสัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ กับความถี่กลางจากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ จะได้ความถี่ 10.945 เมกะเฮิร์ตซ์และ 455 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรมิกเซอร์เป็นส่วนหนึ่งภายในไอซี MC3362
 9. วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (IF Band Pass Filter 455 kHz) ใช้กรองแถบความถี่ค่าที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ความถี่ตัวที่ 2 โดยเลือกเอาผลต่างทางความถี่มาใช้งานจะได้เป็นความถี่กลางออกมาที่ 455 เมกะเฮิร์ตซ์ วงจรกรองแถบความถี่เป็นวงจรกรองชนิดที่ทำจากเซรามิกมีอัตราการสูญเสีย (Loss) ประมาณ 10 dB
 10. วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier 455 kHz) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (วงจรกรองแถบความถี่กลางตัวที่สอง) โดยใช้ออปแอมป์ทำหน้าที่เป็นวงจรขยายซึ่งได้ออกแบบให้มีอัตราขยายมากกว่า 10 dB
 11. วงจรดีมอดูเลตสัญญาณเอฟเอ็ม (FM Demodulator) เป็นวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบคัมแคบแบบควอดราเจอร์ (Quadrature) ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งในไอซี MC3362
 12. วงจรดีเทกเตอร์สัญญาณความถี่กลาง (IF Power Detector) ใช้ในการแปลงขนาดของสัญญาณความถี่กลางเป็นระดับแรงดันไฟตรงซึ่งหากขนาดของสัญญาณความถี่กลางมีขนาดสูงจะได้เอาต์พุตจากวงจรดีเทกเตอร์สูงตามไปด้วยและในทางตรงกันข้ามหากขนาดของสัญญาณความถี่กลางมีขนาดต่ำจะได้เอาต์พุตจากวงจรดีเทกเตอร์ต่ำตามไปด้วยโดยวงจรจะเป็นส่วนหนึ่งในไอซี MC3362
 13. วงจรคอมพาราทอร์ (Comparator) ทำหน้าที่เปรียบเทียบแรงดันที่ได้จากวงจรดีเทกเตอร์กับแรงดันอ้างอิง (Reference Voltage) หากเมื่อสัญญาณอินพุต (สัญญาณความถี่กลาง) มีค่าต่ำกว่าที่กำหนดเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะทำหน้าที่ควบคุมสวิทช์ให้ปิดทันที ดังนั้นหากเครื่องส่งไม่ได้ส่งสัญญาณใดๆออกมา สัญญาณที่ได้จากดีเทกเตอร์จะต่ำกว่าระดับสัญญาณอ้างอิงสวิทช์จะปิดทำให้เสียงที่ลำโพงเงียบลงแทน วงจรคอมพาราทอร์ใช้ออปแอมป์ในการทำงาน
 14. วงจรสวิทช์ (Switch) ทำหน้าที่ปิดหรือเปิดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบคัมแคบแบบควอดราเจอร์ไปยังวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง โดยวงจรสามารถควบคุมการทำงานด้วยลอจิกซึ่งวงจรสวิทช์ใช้ไอซี 4066 ไบเรทเทอร์ลสวิทช์ (Bilateral) ในตระกูลซีเอ็มอส (CMOS)
 15. วงจรกรองความถี่แบบต่ำผ่านที่มีความถี่คutoff 5 กิโลเฮิร์ตซ์ (5 kHz Cutoff Frequency Low Pass Filter) ใช้วงจรกรองความถี่แบบเอกที่ฟเพื่อกรองเอาส่วนประกอบของสัญญาณอื่นๆที่ไม่ใช่สัญญาณเสียงซึ่งอาจมาจากวงจรดีมอดูเลเตอร์ทิ้งไปให้เหลือเพียงช่วงความถี่ที่ต้องการคือสัญญาณเสียงไม่เกิน 5 กิโลเฮิร์ตซ์
 16. วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงซึ่งมีขนาดสัญญาณต่ำที่ผ่านการจำกัดแถบความถี่จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาแล้วให้มีขนาดสัญญาณสูงขึ้นโดยใช้วงจรขยายสัญญาณที่สร้างจากออปแอมป์ให้มีอัตราขยายสัญญาณประมาณ 100 เท่า (20dB)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

17. วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง (Power Audio Amplifier) ทำหน้าที่ขยายขนาดและกำลังของสัญญาณเสียงที่ได้จากการคิมอดูเลตให้มีกำลังเพียงพอที่จะสามารถทำให้ลำโพงดังได้ วงจรสามารถปรับอัตราขยายได้ไม่เกิน 100 เท่าหรือ 20 dB เพื่อให้เหมาะสมกับขนาดสัญญาณอินพุตและเพื่อให้เสียงที่ลำโพงไม่ดังหรือเบาเกินไป วงจรขยายกำลังของสัญญาณเสียงใช้ LM386 ในการทำงาน

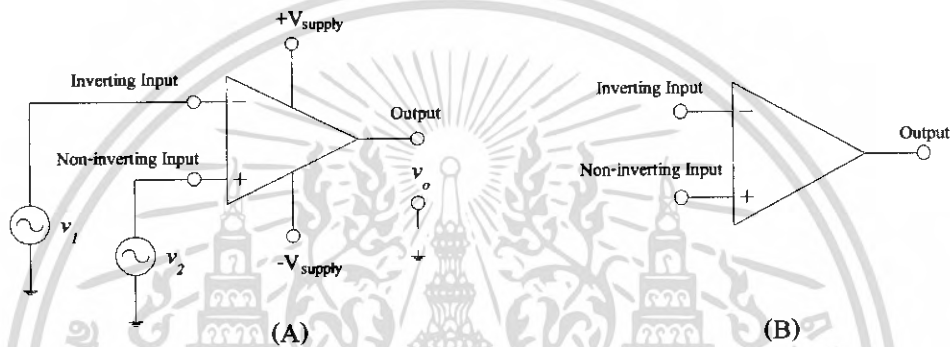


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ

2.1 ออปแอมป์และการประยุกต์ใช้งาน (Op-Amp and Applications)

ออปแอมป์ (Operational Amplifier : Op-Amp) เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ให้อัตราขยายสูงขณะทำงานที่ลูปปิด (close loop gain) และสามารถควบคุมคุณสมบัติการทำงานของออปแอมป์ได้จากค่าของอุปกรณ์ที่ต่อภายนอก จากรูป 2.1(A) แสดงสัญลักษณ์ของออปแอมป์ซึ่งประกอบด้วยขาสัญญาณอินพุตจำนวน 2 ขาสัญญาณ (ขาสัญญาณอินพุตบวกและขาสัญญาณอินพุตลบ) และขาสัญญาณเอาต์พุตอีก 1 ขาสัญญาณ



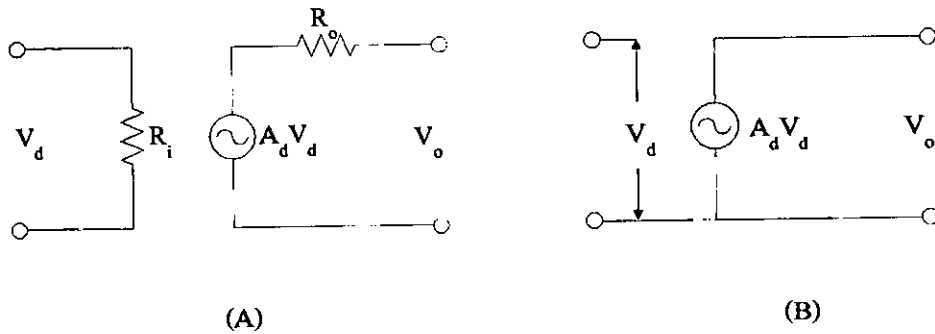
รูปที่ 2.1 สัญลักษณ์ของออปแอมป์

สัญญาณอินพุตแต่ละขาสัญญาณจะมีผลต่อสัญญาณเอาต์พุตและในการใช้สัญลักษณ์โดยทั่วไปมักจะละขาที่ต่อแรงดันไฟเลี้ยง (voltage supply) บวกและลบเข้าตัวออปแอมป์ในฐานะที่เข้าใจว่าจะต้องมีอยู่เสมอจึงทำให้สัญลักษณ์ของออปแอมป์ง่ายขึ้นดังรูปที่ 2.1(B) การทำงานของออปแอมป์แบ่งออกเป็น 2 กรณีคือการทำงานกรณีสองอินพุตด้านเดียว (single-end mode) และการทำงานกรณีสองอินพุตสองด้าน (differential mode)

2.1.1 วงจรสมมูลของออปแอมป์ (Op-Amp Equivalent Circuit)

ออปแอมป์เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีอัตราขยาย (gain) และอิมพีแดนซ์อินพุต (Z_i หรือ R_i) สูงมากมักมีค่าเป็นเมกะโอห์ม ($M\Omega$) และอิมพีแดนซ์เอาต์พุต (Z_o หรือ R_o) ต่ำ (ต่ำกว่า 100Ω) วงจรอย่างง่ายของออปแอมป์ประกอบด้วยขั้วอินพุต 2 ขั้วและขั้วเอาต์พุต 1 ขั้ว ดังรูปที่ 2.1(B) หากจ่ายสัญญาณอินพุตให้กับขั้วบวกของออปแอมป์จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีมุมเฟสเดียวกับสัญญาณอินพุตแต่ถ้าจ่ายสัญญาณอินพุตให้กับขั้วลบของออปแอมป์จะได้สัญญาณเอาต์พุตที่มีมุมต่างเฟสกับสัญญาณอินพุต 180 องศาหรือมีมุมตรงข้ามกัน (out of phase) สามารถเขียนวงจรสมมูลทางกระแสสลับ (ac) ของออปแอมป์ในทางปฏิบัติได้ดังรูปที่ 2.2(A) ส่วนวงจรสมมูลทางกระแสสลับของออปแอมป์ในอุดมคติ (กำหนดให้ $R_i = \infty$ และ $R_o = 0$) เป็นดังรูป 2.2(B)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 วงจรเทียบเคียงของออปแอมป์

(A) วงจรสมมูลของออปแอมป์ในทางปฏิบัติ

(B) วงจรสมมูลของออปแอมป์ในอุดมคติ

2.1.2 คุณสมบัติเด่นของออปแอมป์ (Op-Amp's Dominant Characteristics)

ออปแอมป์ที่เป็นวงจรรายขายที่มีอัตราขยายสูงมากโดยปกติจะมีอัตราขยายสูงถึงหลายหมื่นหลายแสนเท่า ข้อเด่นของออปแอมป์ก็คือเราสามารถกำหนดอัตราขยายให้กับออปแอมป์ได้ง่ายตามต้องการด้วยการต่อวงจรในลักษณะการป้อนกลับแบบลบซึ่งออปแอมป์ในอุดมคติจะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้คือ

1. มีอัตราขยายแรงดัน ($A_d \rightarrow \infty$) เป็นอนันต์
2. มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์เป็นอนันต์ ($R_i \rightarrow \infty$) หรือกล่าวได้ว่ากระแสอินพุตเป็นศูนย์นั่นเอง
3. มีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เป็นศูนย์ ($R_o \rightarrow 0$)
4. มีผลตอบสนองต่อความถี่ได้จากสัญญาณไฟตรงถึงความถี่อนันต์

จากคำจำกัดความของออปแอมป์ในอุดมคติทำให้เราทราบว่าไม่ว่าสัญญาณจะเป็นอย่างไรสัญญาณนั้นสามารถทำให้ออปแอมป์ทำงานได้ตามปกติและถ้าเชื่อมต่อการทำงานออปแอมป์กับวงจรอื่นก็จะมีผลทำให้วงจรอื่นทำงานผิดพลาดไปอันเนื่องมาจากค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของออปแอมป์ที่มีค่าเป็นอนันต์นั่นเอง

2.1.3 ลักษณะอุดมคติของออปแอมป์ (Op-Amp's Ideal Characteristic)

ในที่นี้เราจะสมมติว่าออปแอมป์ในอุดมคตินั้นมีความต้านทานทางด้านเข้าเป็นอนันต์และความต้านทานทางด้านออกมีค่าเท่ากับศูนย์ค่านั้นลักษณะการถ่ายโอนสามารถแสดงดังในรูปที่ 2.3(A) การมีความต้านทานทางด้านเข้าเป็นอนันต์นั้นหมายความว่ากระแสขาเข้า i_1 และ i_2 เท่ากับศูนย์ทั้งคู่ การมีความต้านทานทางด้านออกเท่ากับศูนย์หมายความว่าลักษณะถ่ายโอนของออปแอมป์สามารถแทนด้วยแหล่งกำเนิดแรงดันพึ่งพิง (dependent voltage source) ดังรูปที่ 2.3(B) ลักษณะถ่ายโอนของรูปที่ 2.3(A) แสดงช่วงการทำงาน 3 ช่วงของออปแอมป์คือช่วงเชิงเส้น 1 ช่วงและช่วงอิ่มตัวอีก 2 ช่วงในช่วงเชิงเส้นนั้นแรงดันออก V_o จะอยู่ระหว่างแรงดันของแหล่งจ่ายทั้งสอง ($+V$ และ $-V$)

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันออก V_o และความแตกต่างระหว่างแรงดันเข้า $(V_2 - V_1)$ นั้นเป็นเชิงเส้นตามสมการ

$$V_o = A_d(V_2 - V_1) \tag{2.1}$$

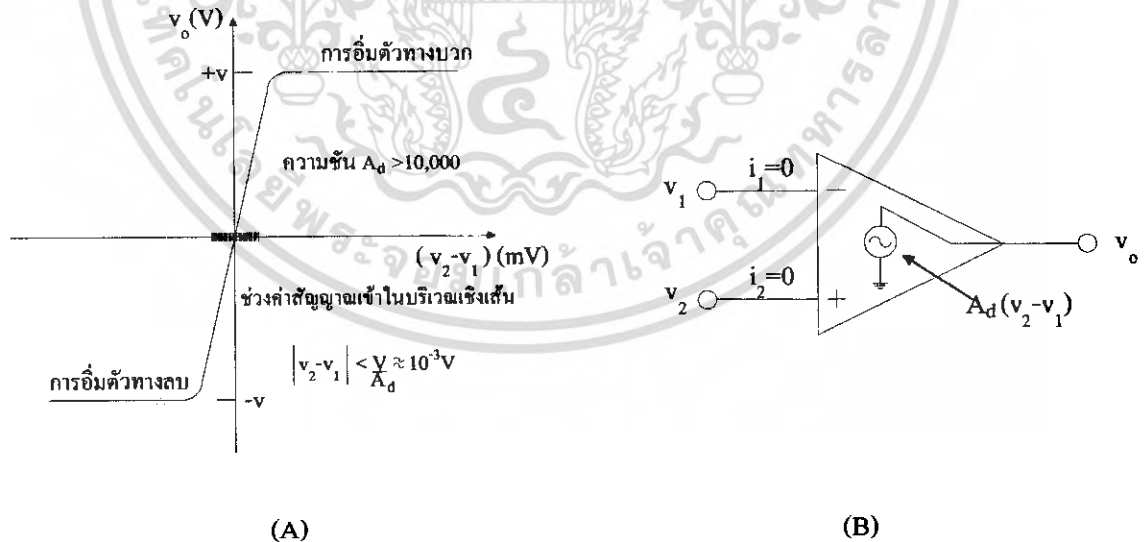
โดยที่ A_d คืออัตราขยายแรงดันซึ่งมักจะมีค่าเกินกว่าหนึ่งหมื่น แต่เนื่องจากอัตราขยายมีค่ามาก และช่วงของสัญญาณเอาต์พุตก็มีจำกัด $|V_o| < |V|$ ดังนั้นช่วงของสัญญาณเข้าในเขตเชิงเส้นจึงมีขนาดเล็กมาก

$$|V_2 - V_1| = \left| \frac{V}{A_d} \right| \tag{2.2}$$

ออปแอมป์ทั่วไปอัตราขยายวงรอบเปิด (A_d : open loop gain) มักจะมีค่าระหว่างหนึ่งหมื่นถึงหลายล้านเท่า ดังนั้นสำหรับแหล่งจ่ายกระแสตรงขนาด 10 ถึง 15 โวลต์ ความกว้างของเขตเชิงเส้นสำหรับสัญญาณเข้าจะมีประมาณ 1 mV หรือน้อยกว่านั้นเท่านั้นซึ่งนิยามของการทำงานในเขตเชิงเส้นก็คือ

1. กระแสเข้าเป็นศูนย์
2. แรงดันเข้า V_1 และ V_2 ต่างกันไม่เกิน 1 mV หรือน้อยกว่านั้น

ในเขตอิมิตัวความแตกต่างระหว่างแรงดันขาเข้าทั้งสองจะมีค่ามากกว่าขอบเขตจำกัดของสัญญาณในเขตเชิงเส้นนั่นคือ $|V_2 - V_1| = \left| \frac{V}{A_d} \right|$ ถ้า $V_1 > V_2$ ออปแอมป์จะอิมิตัวทางลบหรือเราอาจกล่าวได้ว่าถ้า $|V_2 - V_1| > 1\text{mV}$ ออปแอมป์จะอยู่ในสภาพอิมิตัวทางลบและน่าสังเกตว่าถ้า $V_2 > V_1$ ออปแอมป์จะอิมิตัวทางบวก



รูปที่ 2.3 ลักษณะถ่ายโอนของออปแอมป์

(A) กราฟแสดงจุดอิมิตัว

(B) วงจรสมมูลของออปแอมป์

2.1.4 คุณสมบัติทางไฟฟ้าที่สำคัญของออปแอมป์ (Op-Amp Importance Characteristics)

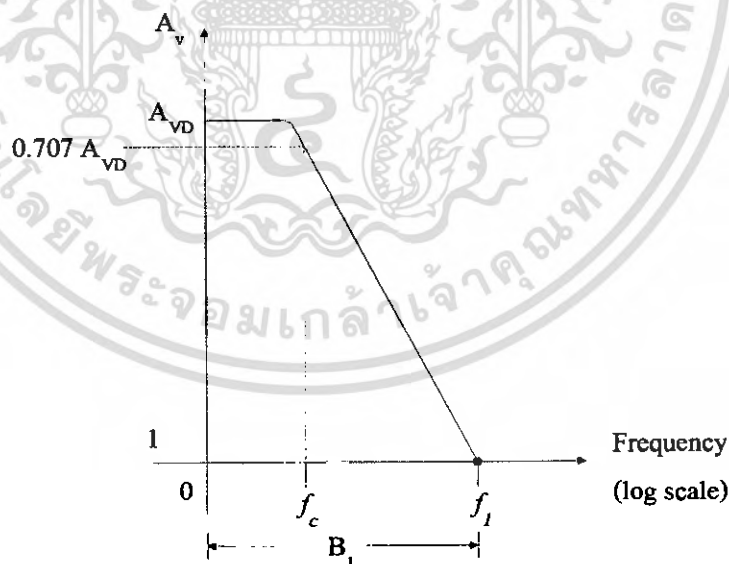
ก่อนการออกแบบวงจรที่ใช้ออปแอมป์ในการประยุกต์ใช้งานนั้นสิ่งหนึ่งที่ทำให้วงจรแต่ละวงจรมีผลตอบสนองที่ต่างกัมนั้นคือคุณสมบัติของออปแอมป์แต่ละตัวที่แตกต่างกัน คุณสมบัติของออปแอมป์ที่ควรรู้เพื่อการเลือกใช้งานออปแอมป์ได้อย่างมีประสิทธิภาพสามารถสรุปได้ดังนี้คือ

แรงดันออฟเซตด้านอินพุต (Input Offset Voltage) คือค่าแรงดันที่จะต้องป้อนเข้าที่อินพุตของออปแอมป์ผ่านตัวต้านทานที่เท่ากันทั้งสองตัวทั้งทางด้านอินพุตบวกและอินพุตลบเพื่อให้แรงดันเอาต์พุตเป็นศูนย์

กระแสออฟเซตที่อินพุต (Input Offset Current: I_{OS}) คือค่าความแตกต่างกันของกระแสที่ไหลเข้าทางอินพุตของออปแอมป์เมื่อแรงดันที่อินพุตมีค่าเป็นศูนย์ ค่ากระแสออฟเซตปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 0.8 – 500 nA.

กระแสไบอัสที่อินพุต (Input Bias Current: I_B) คือกระแสอินพุตที่เข้าไปยังขาอินพุตของออปแอมป์ซึ่งโดยปกติแล้วออปแอมป์จะมีขาอินพุต 2 ขา ดังนั้นจึงให้กระแสไบอัสที่อินพุตเป็นกระแสเฉลี่ยของกระแสอินพุตทั้งสองด้าน

อัตราขยายแบนด์วิดท์ (Gain Bandwidth Product) คือความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่ โดยมีการกำหนดค่าคุณสมบัติสูงสุดของอัตราขยายเมื่อลูเปิด (A_{VD}) ไว้ในรูปของอัตราขยายดิฟเฟอเรนเชียล (voltage differential gain) และเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนถึง f_1 อัตราขยายลูเปิด (A_{VD}) จะมีค่าลดลงเท่ากับ 1 เราจึงเรียกความถี่ที่ f_1 นี้ว่าความถี่ที่อัตราขยายเท่ากับ 1 หรือเรียกว่าแบนด์วิดท์อัตราขยายเท่ากับ 1 (unity gain bandwidth)



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายกับความถี่

จากรูป 2.4 สังเกตว่าความถี่ที่ตำแหน่งที่มีอัตราขยายลดลงเป็น $0.707A_{VD}$ เราเรียกว่าความถี่

กัทออฟ (cutoff frequency: f_c) ของออปแอมป์ซึ่งมีความสัมพันธ์กับ f_1 ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_1 = A_{VD} f_c \quad (2.3)$$

ความต้านทานเอาต์พุต (Input Resistance: R_o) คือค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเทียบกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตขณะป้อนสัญญาณขนาดเล็กเมื่อพิจารณาจากภายนอกวงจรเข้าไปที่ขั้วเอาต์พุตขณะทำงานที่ลูปปิดและแรงดันเอาต์พุตคือที่เท่ากับศูนย์โดยปกติมีค่าเอาต์พุตอิมพีแดนซ์จะมีค่าประมาณ 0.75 – 1000 Ω

ความต้านทานอินพุต (Output Resistance: R_i) คือความต้านทานของจ็วอินพุตจ็วใดจ็วหนึ่งของออปแอมป์โดยอีกจ็วหนึ่งที่เหลือต่อลงกราวด์โดยทดสอบขณะที่ทำงานที่ลูปเปิด

อัตราขยายสัญญาณเมื่อสัญญาณมีขนาดใหญ่ (Large Signal Voltage Gain) คืออัตราส่วนระหว่างระดับแรงดันเอาต์พุตต่อการเปลี่ยนแปลงของระดับอินพุต

กระแสป้อนกลับ (Feedback Current) คือปริมาณกระแสทั้งหมดพิจารณาที่ขั้วที่มีการป้อนกลับของสัญญาณ (ขั้วลบ) เมื่อออปแอมป์อยู่ในช่วงที่สามารถทำงานได้ตามปกติ

กระแสซัพพลาย (Supply Current) คือกระแสจากแหล่งกำเนิดกำลังงานภายนอกเมื่อออปแอมป์ทำการขยายสัญญาณแล้วซึ่งอ้างอิงกับสัญญาณเอาต์พุตที่ปราศจากโหลดและพิจารณาออปแอมป์ทำงานในช่วงที่ทำงานเป็นเชิงเส้น

ซัพพลายโวลเตจรีเจกชัน (Supply Voltage Rejection) คืออัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟเลี้ยงภายนอกต่อการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันออฟเซตภายใน

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation) คืออัตราการเปลี่ยนแปลงค่าระดับแรงดันเอาต์พุตเมื่อโหลดมีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมตั้งแต่ไม่มีโหลดจนกระทั่งมีโหลด

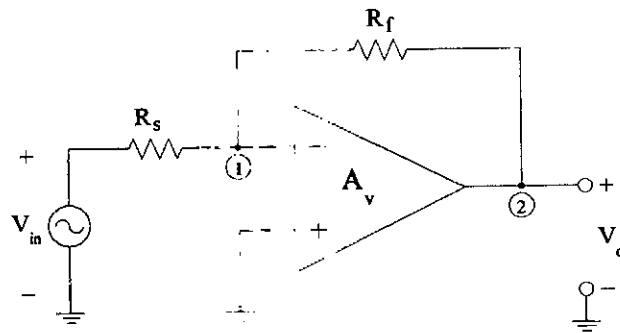
อัตราส่วนคอมมอนโหมดรีเจกชัน (Common Mode Rejection Ratio: CMRR) บางทีเรียกว่าอัตราส่วนการขจัดสัญญาณ โหมดร่วม ซึ่งก็คืออัตราส่วนของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการขยายสัญญาณอินพุตที่ต่างกันต่อสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการขยายสัญญาณอินพุตที่เหมือนกัน

2.1.5 การประยุกต์ใช้งานออปแอมป์ (Op-Amp Applications)

ออปแอมป์นำมาประกอบเป็นวงจรได้หลายวงจรซึ่งในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการประยุกต์ใช้งานออปแอมป์ในวงจรบางประเภทเช่น วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส, วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส และวงจรบัฟเฟอร์

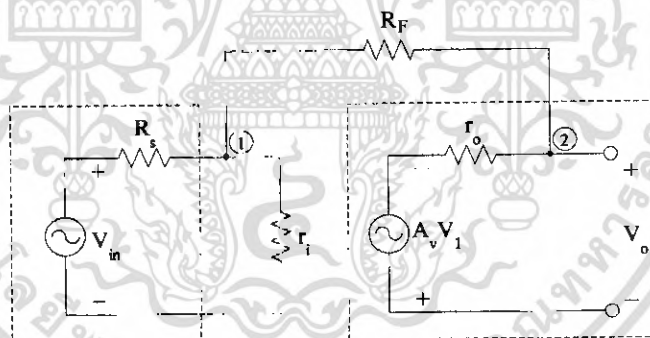
วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสซึ่งให้อัตราขยายหลังการป้อนกลับที่คงที่และได้รับความนิยมมากแบบหนึ่ง

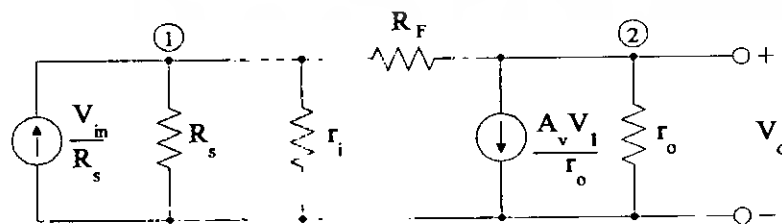


รูปที่ 2.5 วงจรขยายสัญญาณกลับเฟส (Inverting Amplifier)

เขียนวงจรมูลของออปแอมป์ที่มีการป้อนกลับจากเอาต์พุตมายังอินพุตในรูปที่ 2.5 โดยแทนวงจรมูลของออปแอมป์ในทางปฏิบัติจะได้วงจรมูลของวงจขยายสัญญาณแบบกลับเฟสดังรูปที่ 2.6 เมื่อแทนแหล่งกำเนิดสัญญาณแรงดันและความต้านทานอนุกรมในรูปที่ 2.6 ด้วยแหล่งกำเนิดกระแสและความต้านทานขนานของนอร์ตัน (Norton's equivalent circuit) จะได้วงจรมูลดังรูปที่ 2.7 หลังจากนั้นใช้การวิเคราะห์แบบโหนด (nodal analysis) เพื่อหาค่าของอัตราส่วนระหว่างแรงดันเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต (อัตราขยาย) ในรูปของความต้านทานอินพุต, ความต้านทานเอาต์พุต, ความต้านทานป้อนกลับและอัตราขยายของออปแอมป์



รูปที่ 2.6 วงจรมูลของวงจขยายสัญญาณแบบกลับเฟส 180 องศา



รูปที่ 2.7 วงจรมูลในรูปที่ 2.6 เมื่อแทนด้วยแหล่งกำเนิดกระแสตามทฤษฎีของนอร์ตัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{Node 1: } V_1 \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_F} \right) - V_o \left(\frac{1}{R_F} \right) = \frac{V_{in}}{R_S} \quad (2.4)$$

$$\text{Node 2: } -V_1 \left(\frac{1}{R_F} \right) + V_o \left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_o} \right) = \frac{-A_v V_1}{r_o} \quad (2.5)$$

$$-V_1 \left(\frac{1}{R_F} - \frac{A_v}{r_o} \right) + \left(\frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_o} \right) = 0 \quad (2.6)$$

จากสมการที่ 2.4 และสมการที่ 2.6 สามารถเขียนความสัมพันธ์ในรูปของเมตริกซ์ได้คือ

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{R_S} + \frac{1}{r_i} + \frac{1}{R_F} & -\frac{1}{R_F} \\ \frac{-1}{R_F} + \frac{A_v}{r_o} & \frac{1}{R_F} + \frac{1}{r_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{R_S} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

ใช้การแก้สมการด้วยวิธีของคราเมอร์ (Cramer's rule) เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณอินพุตด้วยเมตริกซ์ตามสมการที่ 2.7 จะได้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = - \left[\frac{R_F}{R_S} \right] \times \frac{1}{\begin{bmatrix} (1 + \frac{r_o}{R_F})(1 + \frac{R_F + R_F}{R_S + r_i}) \\ 1 + \frac{A_v(1 - \frac{r_o}{A_v R_F})}{A_v R_F} \end{bmatrix}} \quad (2.8)$$

หากความต้านทานเอาต์พุต r_o มีค่าน้อยมากหรือเข้าใกล้ศูนย์ส่งผลให้สมการที่ 2.8 จะเหลือเพียง

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left[\frac{-R_F}{R_S} \right] \times \frac{1}{\left[1 + \frac{1}{A_v} \left(1 + \frac{R_F + R_F}{R_S + r_i} \right) \right]} \quad (2.9)$$

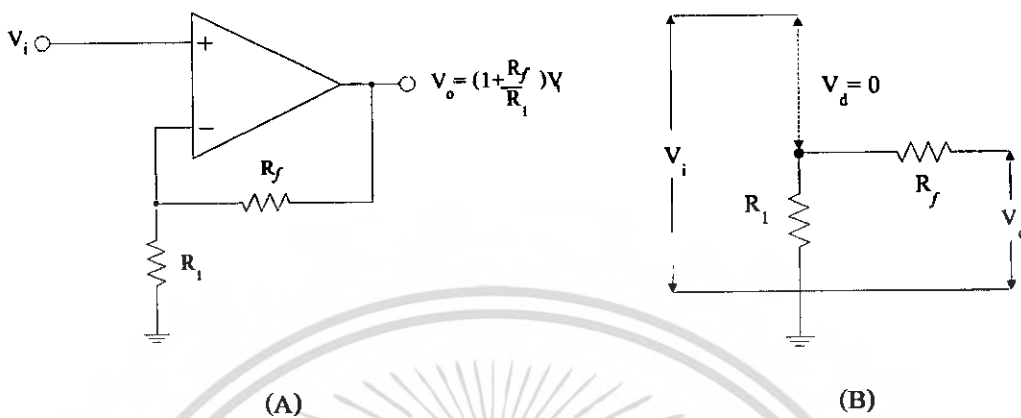
และหากอัตราขยายของออปแอมป์ที่ใช้มีค่าสูงมากสามารถประมาณสมการที่ 2.9 ได้เหลือเพียง

$$\frac{V_o}{V_{in}} = - \left(\frac{R_F}{R_S} \right) \quad (2.10)$$

จากสมการที่ 2.10 พบว่าอัตราขยายจะมีค่าเป็นลบซึ่งแสดงว่าสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอินพุตมีความต่างเฟสกันอยู่ 180 องศาซึ่งทั้งหมดนั้นวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสจะทำงานได้โดยสมมุติฐานสมมุติฐาน (assumption) ที่ว่าอัตราขยายของออปแอมป์มีค่าสูงมาก, ความต้านทานด้านอินพุตมีค่ามาก, ความต้านทานเอาต์พุตมีค่าน้อยมากจึงจะได้ความสัมพันธ์ตามสมการที่ 2.10

วงจรมายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting Amplifier)

วงจรมายไม่กลับเฟสมีลักษณะดังรูป 2.8(A) ซึ่งเขียนวงจรมูลได้ดังรูป 2.8(B)



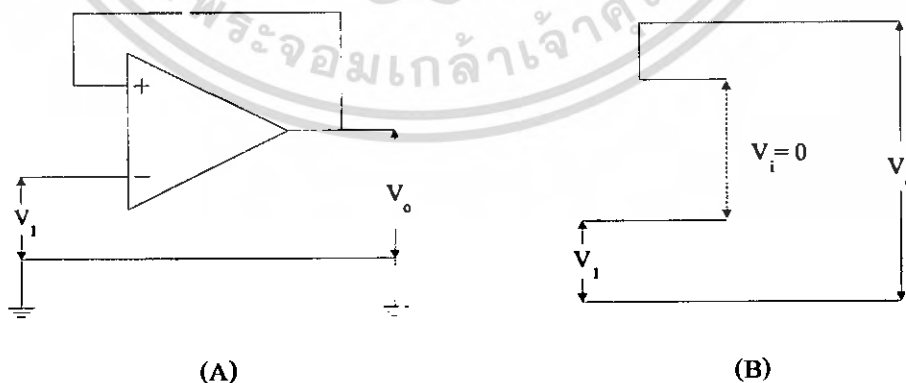
รูปที่ 2.8 วงจรมายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting Amplifier)

เนื่องจาก $V_d = 0$ จึงหาค่า V_i ได้โดยกฎการแบ่งแรงดันไฟฟ้าดังนี้ คือ

$$V_i = \left[\frac{R_1}{R_1 + R_f} \right] V_o \tag{2.11}$$

ดังนั้น

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \tag{2.12}$$



รูปที่ 2.9 วงจรบัฟเฟอร์และวงจรมูลของบัฟเฟอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

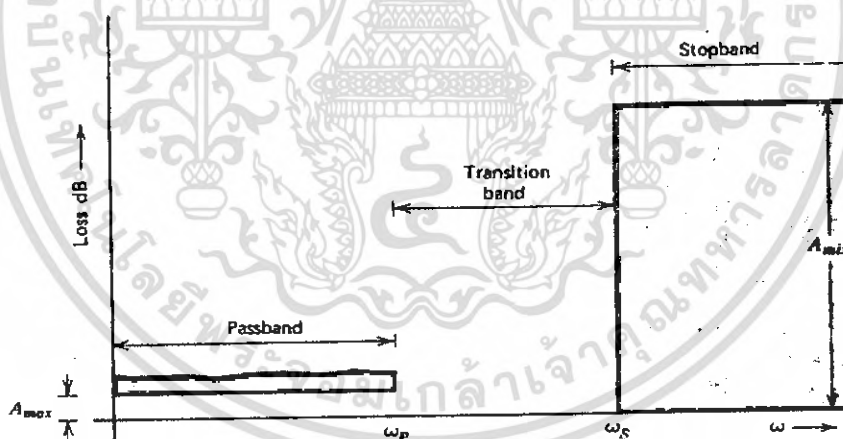
วงจรมัฟเฟอ (Unity Follower or Buffer)

วงจรมัฟเฟอคือวงจรที่มีอัตราขยายเท่ากับ 1 และมีลักษณะดังรูป 2.9(A) วงจรมัฟเฟอนี้มีให้ สัญญาณเอาต์พุตที่มีเฟสเดียวกันกับสัญญาณอินพุตซึ่งสามารถเขียนวงจรสมมูลกับกราวด์เสมือนได้ดังรูป 2.9(B) และจากรูปที่ 2.9(B) แสดงว่า

$$V_o = V_i \quad (2.13)$$

2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

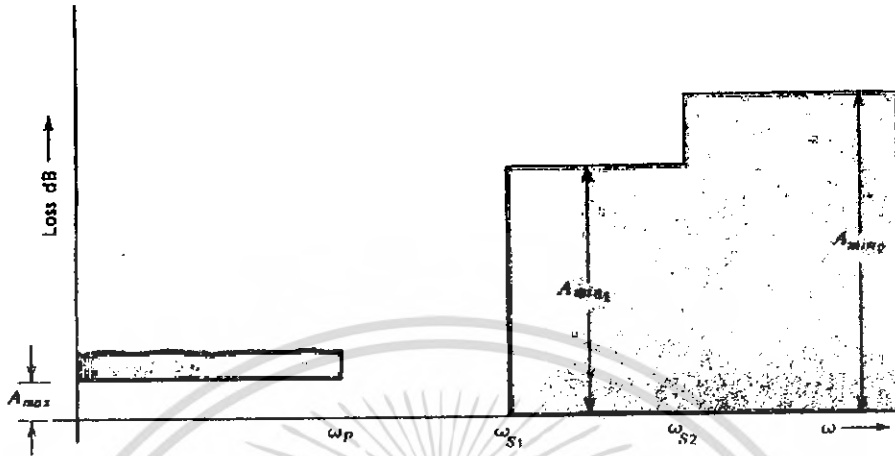
ฟังก์ชันพื้นฐานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter : LPF) คือยอมให้ความถี่ต่ำผ่าน ไปโดยมีการสูญเสียที่น้อยที่สุดและลทอนที่ความถี่สูง ลักษณะวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแสดงได้ดังรูป 2.10 คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ที่ต่อกรอยู่ในบริเวณพื้นที่เรเงา วงจรกรองความถี่ต่ำต้องการให้ สัญญาณผ่านได้ตั้งแต่สัญญาณไฟตรงจนถึงความถี่คัทออฟ (ω_p) ซึ่งเป็นช่วงที่มีค่าการลทอนเป็น A_{max} dB ช่วงของความถี่ตั้งแต่สัญญาณไฟตรงจนถึง ω_p ถูกเรียกว่า “ ช่วงผ่าน (pass band) ” ส่วน ความถี่ที่สูงกว่า ω_p ซึ่งมีการลทอนเป็น A_{min} dB ช่วงของความถี่ตั้งแต่ ω_s จนถึงอนันต์ถูกเรียกว่า “ ช่วงหยุด (stop band) ” และ ω_s เป็นตำแหน่งขอบของความถี่ช่วงหยุด ω_p จนถึง ω_s ถูกเรียกว่า “ ช่วงการส่งผ่าน (transition band) ” ทั้ง 4 พารามิเตอร์คือ ω_p , ω_s , A_{min} และ A_{max} เป็นตัวบอก ลักษณะวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรกรองความถี่ต่ำที่ต้องการ

คุณลักษณะโดยทั่วไปของช่วงหยุดกล่าวได้ว่าเป็น ปริมาณที่มีค่าแตกต่างกันของการลทอนใน ช่วงหยุดแสดงดังรูป 2.11 ในที่นี้การลทอนจาก ω_{s1} ถึง ω_{s2} คือ A_{min1} ขณะที่การลทอนจาก ω_{s2} ถึง อนันต์คือ A_{min2} โดยส่วนมากการนำไปใช้จะใช้ช่วงผ่านที่มีระดับเดียว ฟังก์ชันอัตราขยายอันดับที่ 2 ซึ่ง กล่าวถึงคุณลักษณะของวงจรกรองความถี่ต่ำดังนี้

$$Gain = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{b}{S^2 + aS + b} = \frac{\omega_p^2}{S^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}S + \omega_p^2} \quad (2.14)$$

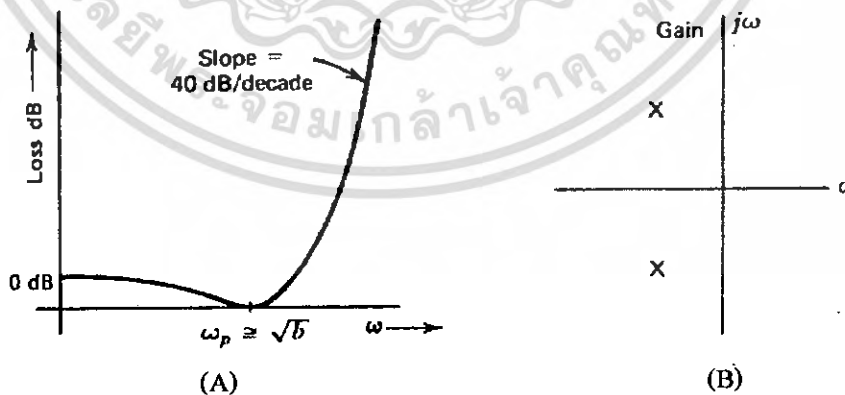


รูปที่ 2.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีช่วงหยุดไม่ราบเรียบ

ผลตอบสนองของฟังก์ชันการสูญเสียคือ

$$Loss = \frac{V_{in}}{V_o} = \frac{S^2 + aS + b}{b} \quad (2.15)$$

สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูป 2.12(A) ณ ความถี่ต่ำที่มีค่าความสูญเสียเข้าใกล้ 1 (0dB) ขณะที่ ณ ความถี่สูงการสูญเสียเพิ่มขึ้นเป็น S^2 นั่นคือที่ ≈ 40 dB/decade ฟังก์ชันอัตราขยายอันดับที่ 2 มี 1 คู่ของโพลที่เป็นค่าเชิงซ้อนดังรูป 2.12(B)



รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และการสูญเสีย

- (A) กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และการสูญเสีย
- (B) ตำแหน่งของโพลและอัตราขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งตำแหน่งของ pole เป็นตัวกำหนดลักษณะของการตอบสนองความถี่ในช่วงผ่าน

2.2.1 ω และเซนซิวิตีของ Q

จาก

$$T(S) = K \frac{S^2 + \frac{\omega_Z}{Q_Z} S + \omega_Z^2}{S^2 + \frac{\omega_P}{Q_P} S + \omega_P^2} \quad (2.16)$$

โดยเซนซิวิตีของระบบคือ ค่าของการเปลี่ยนแปลงของค่าปฏิบัติจากค่าปกติ ขั้นแรกเราพิจารณาเซนซิวิตีของความถี่ ณ จุดโพล (ω_p) ซึ่งเปลี่ยนแปลงกับค่า R ค่าโพลเซนซิวิตีนี้นามว่า เปอร์ยูนิต (per-unit) ที่เปลี่ยนแปลงระหว่างความถี่ตำแหน่งโพล $\Delta\omega_p / \omega_p$ กับหน่วยเปอร์ยูนิตที่เปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทาน $\Delta R, R$

$$S_R^{\omega_p} = \lim_{\Delta R \rightarrow 0} \frac{\frac{\Delta\omega_p}{\omega_p}}{\frac{\Delta R}{R}} \quad (2.17)$$

$$= \frac{R}{\omega_p} \frac{\partial \omega_p}{\partial R} \quad (2.18)$$

สมการสมมูลคือ

$$S_R^{\omega_p} = \frac{\partial(\ln \omega_p)}{\partial(\ln R)} \quad (2.19)$$

เซนซิวิตีของพารามิเตอร์ ω_z, Q_p, Q_z และ K จนถึงบางอุปกรณ์ของเครือข่ายนิยามได้ดังนี้

$$S_C^{\omega_p} = \frac{C}{\omega_p} \frac{\partial \omega_p}{\partial C} \quad S_R^{\omega_p} = \frac{R}{\omega_p} \frac{\partial \omega_p}{\partial R} \quad S_R^K = \frac{R}{K} \frac{\partial K}{\partial R} \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.19) สามารถจัดรูปให้ง่ายต่อการคำนวณโดยเซนซิวิตีของพารามิเตอร์ p ในรูปองค์ประกอบ x คือ

$$S_x^p = \frac{x}{p} \frac{\partial p}{\partial x} = \frac{\partial(\ln p)}{\partial(\ln x)} \quad (2.21)$$

ถ้า p ไม่ใช่ฟังก์ชันของ x (เช่น p เท่ากับค่าคงที่) ดังนั้น

$$S_x^p = 0 \quad (2.22)$$

ถ้า $p = cx$ ซึ่ง c เป็นค่าคงที่

$$S_x^c = \frac{\partial(\ln cx)}{\partial(\ln x)} = \frac{\partial(\ln c)}{\partial(\ln x)} + \frac{\partial(\ln x)}{\partial(\ln x)} = 1 \quad (2.23)$$

และจากความสัมพันธ์

$$S_x^p = -S_x^{1/p} \quad (2.24)$$

ตามสมการ (2.19) ดังนั้น

$$-S_x^{1/p} = -\frac{\partial(\ln 1/p)}{\partial(\ln x)} = -\frac{\partial(-\ln p)}{\partial(\ln x)} = S_x^p \quad (2.25)$$

ในการทำงานเดียวกันสามารถแสดงได้ว่า

$$S_x^p = -S_{1/x}^p \quad (2.26)$$

ความสัมพันธ์ที่สามารถนำมาใช้ได้ซึ่งพิสูจน์ได้ดังนี้

$$S_x^{p_1 p_2} = S_x^{p_1} + S_x^{p_2} \quad (2.26a)$$

$$S_x^{p_1/p_2} = S_x^{p_1} - S_x^{p_2} \quad (2.26b)$$

$$S_x^{p/n} = \frac{1}{n} S_x^p \quad (2.26c)$$

$$S_x^{p^n} = n S_x^p \quad (2.26d)$$

$$S_x^{p_1+p_2} = \frac{p_1 S_x^{p_1} + p_2 S_x^{p_2}}{p_1 + p_2} \quad (2.26e)$$

$$S_x^{f(x)} = S_x^{f(x)} \quad (2.26f)$$

ซึ่ง c ไม่ขึ้นกับ x และ $f(x)$ เป็นฟังก์ชันของ x วงจรกรองความถี่มีหลายแบบซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึง 2 แบบที่นิยมใช้ทั่วไปคือ แบบบัตเตอร์เวิร์ทและแบบเชบิเชฟ

2.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวิร์ท

ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำสามารถแสดงในรูปทั่วไปได้ดังนี้

$$\left| H(j\omega) \right|^2 = 1 + \left| K(j\omega) \right|^2 = 1 + \left| \frac{N(j\omega)}{D(j\omega)} \right|^2 \quad (2.27)$$

โดยที่ $H(S)$ คือฟังก์ชันการสูญเสีย (Loss) และ $K(S) = \frac{N(S)}{D(S)}$ คืออัตราส่วนของฟังก์ชันในทอม S

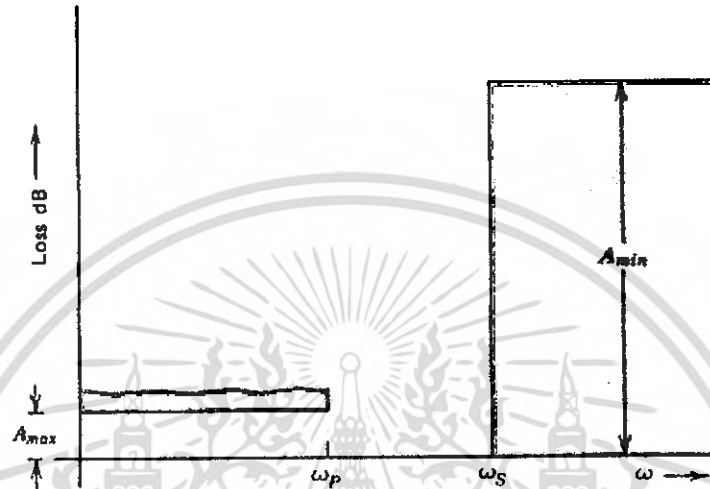
ฟังก์ชัน $K(S)$ ถูกเลือกใช้ค่าที่มีขนาดต่ำในช่วงผ่านจึงทำให้ขนาดของ $H(j\omega)$ มีค่าเข้าใกล้ 1 ส่วนใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงหุคขนาดของ $K(S)$ ต้องมีค่ามากๆ เพื่อให้ได้ค่าสูญเสียในช่วงผ่านที่น่าพอใจแสดงในรูป 2.13

$$K(S) = P_n(S) = a_0 + a_1S + a_2S^2 + \dots + a_nS^n \quad (2.28)$$

สัมประสิทธิ์ของโพลิโนเมียล $P_n(S)$ อันดับที่ n จะเลือกค่าตอบสนองของฟังก์ชันการสูญเสีย $H(S)$ ที่ให้ค่าของวงจรรองความถี่ที่ต้องการ



รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำ

บัตเตอร์เวิร์ทมีคุณลักษณะดังนี้

$$K(S) = P_n(S) = \mathcal{E} \left(\frac{S}{\omega_p} \right)^n \quad (2.29)$$

โดย \mathcal{E} คือค่าคงที่

n คืออันดับของโพลิโนเมียล

และ ω_p คือขอบเขตความถี่ของช่วงผ่าน สามารถแสดงผลตอบสนองฟังก์ชันการสูญเสียดังนี้

$$\left| H(j\omega) \right| = \left| \frac{V_{in}(j\omega)}{V_o(j\omega)} \right| = \sqrt{1 + \mathcal{E}^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n}} \quad (2.30)$$

พิจารณาสัญญาณไฟตรง จากสมการ (2.30) ที่ซึ่งค่าการสูญเสียถูกมองเป็น 1 โดยความชันของฟังก์ชันที่สัญญาณไฟตรงที่เป็นอนุกรมไบโนเมียล (ประมาณว่า $\omega=0$)

$$\mathcal{E}^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} \ll 1 \quad (2.31)$$

ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\left[1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} \right]^{1/2} = 1 + \frac{1}{2} \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} - \frac{1}{8} \varepsilon^4 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{4n} + \frac{1}{16} \varepsilon^6 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{6n} + \dots \quad (2.32)$$

จากสมการ (2.32) แสดงได้ว่าค่าเบี่ยงเบนค่าแรกของการกระจายจำนวนที่ $2n-1$ มีค่าเท่ากับ 0 (ณ ตำแหน่ง $\omega=0$) เมื่อ $K(s)$ ถูกเลือกให้เป็นโพลิโนเมียลอันดับที่ n ซึ่งเป็นจำนวนที่สูงสุดของค่าเบี่ยงเบนที่ถูกทำให้เป็น 0 ดังนั้นจะมีความชันที่ราบเรียบเสมือนสัญญาณไฟตรงซึ่งแบบบัตเทอร์เวิร์ทนี้รู้จักกันดี ที่เรียกว่า “แมกซ์ิมัลลีแฟลต(Maximally Flat)” จากสมการ (2.30) สามารถหาค่าการสูญเสียในหน่วย dB ได้ดังสมการ (2.33)

$$A(\omega) = 10 \log_{10} \left[1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} \right] \quad (2.33)$$

โดยเฉพาะในช่วงขอบเขตความถี่ช่วงผ่าน $\omega = \omega_p$ จะมีค่าสูญเสียเป็น

$$A(\omega_p) = 10 \log_{10} (1 + \varepsilon^2) \quad (2.34)$$

วงจรรองความถี่โดยทั่วไประบุค่าการสูญเสียนี้เป็น A_{max} dB ดังนั้นพารามิเตอร์ ε สามารถแสดงความสัมพันธ์กับค่าการสูญเสียในช่วงผ่านนี้เป็น A_{max} ได้ดังสมการ (2.35)

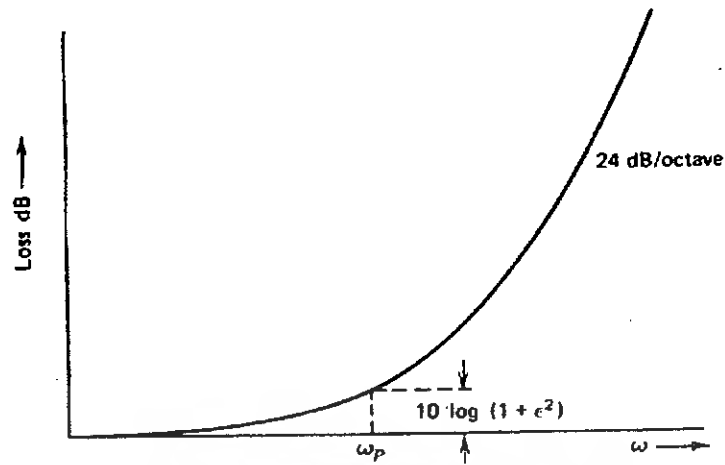
$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.1 A_{max}} - 1} \quad (2.35)$$

ที่ความถี่สูง ($\omega \gg \omega_p$) จะมีค่าการสูญเสียดังนี้

$$20 \log_{10} \varepsilon \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^n \quad (2.36)$$

ค่าการสูญเสียจะเพิ่มขึ้นตามค่า n โดยสมการ (2.36) แสดงถึงที่ความถี่สูงจะมีความชันของการสูญเสีย ≈ 6 dB/Octave ดังนั้นในช่วงหยุดก็จะมีค่าการสูญเสียเพิ่มขึ้นตามค่า n พังค์ชันของการสูญเสียของบัตเทอร์เวิร์ทอันดับที่ 4 แสดงได้ดังรูปที่ 6 โดยมีคุณสมบัติซึ่งเรียบมากที่สุดของช่วงผ่าน ในทำนองเดียวกันกับการเพิ่มขึ้นตามธรรมชาติของการสูญเสียในช่วงหยุด ซึ่งจุดประสงค์ของการออกแบบคือสะดวกต่อการพล็อตกราฟแสดงคุณสมบัติของค่า n ที่แตกต่างกันซึ่งแปรผกผันกับความถี่นอร์มัลไลซ์ ดังสมการ

$$\Omega = \varepsilon^{1/n} \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right) \quad (2.37)$$

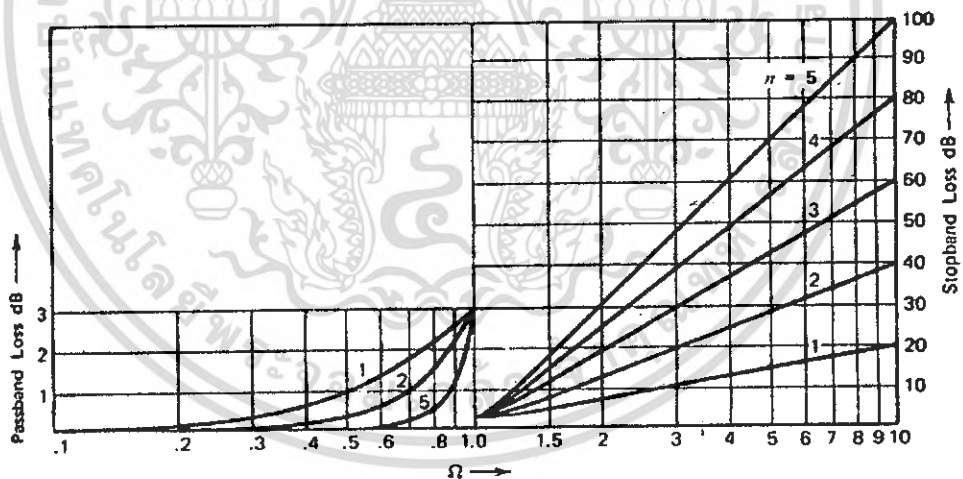


รูปที่ 2.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการสูญเสีย

ในเทอมของความถี่นอร์มัลไลซ์สามารถหาค่าการสูญเสียได้จาก

$$A(\Omega) = 10 \log_{10} (1 + \Omega^{2n}) \tag{2.38}$$

ซึ่งฟังก์ชันที่พล็อตแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 โดยกราฟที่ได้แสดงค่าถึงอันดับที่ 5



รูปที่ 2.15 ค่าการสูญเสียในเทอมของความถี่นอร์มัลไลซ์

บัตเทอร์เวิร์ทสามารถทราบได้โดยมีขนาดของฟังก์ชันของการสูญเสียซึ่งเรียกว่า $|H(j\omega)|$ สามารถแสดงฟังก์ชันการสูญเสียในเทอมของ s โดเมน $H(s)$ ซึ่งหาได้จากค่าของ $|H(j\omega)|$ โดยสามารถแสดงฟังก์ชัน $|H(j\omega)|$ ได้ในเทอมของส่วนของจำนวนจริงและส่วนจินตภาพดังนี้

$$|H(j\omega)| = \text{Re } H(j\omega) + j \text{Im } H(j\omega) \tag{2.39}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำไปยกกำลังสองจะได้

$$\begin{aligned} |H(j\omega)|^2 &= (\operatorname{Re} H(j\omega))^2 + (j \operatorname{Im} H(j\omega))^2 \\ &= [\operatorname{Re} H(j\omega) + j \operatorname{Im} H(j\omega)][\operatorname{Re} H(j\omega) - j \operatorname{Im} H(j\omega)] \end{aligned} \quad (2.40)$$

และ

$$H(-j\omega) = \operatorname{Re} H(j\omega) - j \operatorname{Im} H(j\omega) \quad (2.41)$$

โดยที่

$$|H(j\omega)|^2 = H(j\omega)H(-j\omega) \quad (2.42)$$

ในทำนองเดียวกันในเทอมของนอร์แมลไลซ์ค่า Ω จะได้ว่า

$$|H(j\Omega)|^2 = H(j\Omega)H(-j\Omega) \quad (2.43)$$

สมการ (2.43) อธิบายถึงทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของความถี่บนแกน $j\Omega$ อันนำมาซึ่งความสัมพันธ์ในรูปแบบทั่วไปของ S

$$|H(S)|^2 = H(S)H(-S) \quad (2.44)$$

โดยที่ S คือความถี่นอร์แมลไลซ์ซึ่งแปรตาม $\Sigma + j\Omega$ โดยรากของ $H(S)$ ก็คือรากของ $H(-S)$ ซึ่งเป็นการสะท้อนกับจุดกำเนิด โดยวงจรรองความถี่นั้นจุดโพลทั้งหมดต้องอยู่ด้านซ้ายของ S plan ซึ่งคือรากของ $|H(S)|^2$ กับ $|H(S)|$ ส่วนระนาบด้านขวาคือรากของ $|H(-S)|^2$ กับ $|H(-S)|$ สำหรับบัตเตอร์เวิร์ทแสดงได้ดังสมการ (2.45)

$$|H(j\Omega)|^2 = 1 + \Omega^{2n} = 1 + [-(j\Omega)^2]^n \quad (2.45)$$

กระจายในเทอมของโดเมน S ได้เป็น

$$|H(S)|^2 = 1 + (-S^2)^n \quad (2.46)$$

และรากของ $|H(S)|^2$ หาได้จาก

$$1 + (-S^2)^n = 0 \quad (2.47)$$

ดังนั้น

$$S_k = \exp \left[\frac{j\pi}{2} \left(\frac{2k+n-1}{n} \right) \right] \quad (2.48)$$

เมื่อ $k = 1, 2, \dots, 2n$ รากที่ $2n$ จะอยู่บนวงกลมหนึ่งหน่วยและมีช่วงห่างกัน π/n เรเดียน สามารถเขียนในรูปของโดเมน S ได้ดังนี้

$$H(S) = \prod_j (S - S_j) \tag{2.49}$$

ซึ่ง S_j คือรากของระนาบทางด้านซ้ายของสมการ (2.48) รูปแบบของแฟกเตอร์ของโพลีโนเมียล บัตเตอร์เวิร์ทที่นอร์มัลไลซ์แล้วสำหรับค่า n ตั้งแต่ 1 ถึง 5 แสดงได้ดังตารางที่ 1 โดยมีความถี่คutoff คือ ω_p และการสูญเสียในช่วงผ่านที่มีค่าสูงที่สุดคือ A_{max} dB และแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการ (2.50) และตารางที่ 2.1

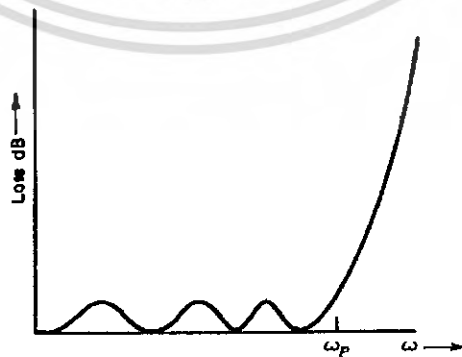
$$S \text{ by } S \left(\frac{\epsilon^{1/n}}{\omega_p} \right) \tag{2.50}$$

n	$H(s)$
1	$s + 1$
2	$s^2 + 1.414s + 1$
3	$(s^2 + s + 1)(s + 1)$
4	$(s^2 + 0.76537s + 1)(s^2 + 1.84776s + 1)$
5	$(s^2 + 0.61803s + 1)(s^2 + 1.61803s + 1)(s + 1)$

ตารางที่ 2.1 ตารางลำดับค่าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน

2.2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ

คุณสมบัติที่สำคัญของแบบบัตเตอร์เวิร์ทคือมีการสูญเสียที่เรียบมากตั้งแต่จุดกำเนิดตั้งนั้นในช่วงผ่านจะมีความเรียบมากที่จุดกำเนิดและจะต่ำลงเมื่อเข้าใกล้ ω_p ยิ่งไปกว่านั้นการลดทอนในช่วงหยุดจะมีค่าน้อยกว่าโพลีโนเมียลชนิดอื่นเช่น แบบเชบีเชฟ ซึ่งจะมีการลดทอนที่เพิ่มขึ้นในช่วงหยุดโดยการเปลี่ยนเงื่อนไขในช่วงผ่าน หลักการที่ใช้ตั้งแต่การเปลี่ยนแปลงที่น้อยที่สุดจากคุณสมบัติความราบเรียบทางอุดมคติสามารถคุณสมบัติการรีปเปลต์ดังรูปที่ 2.16 โดยโพลีโนเมียลแบบเชบีเชฟนี้คุณสมบัติที่ถูกพัฒนาในทางอุดมคติแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 2.16 การลดทอนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเชบีเชฟ

ฟังก์ชันเชบีเชฟอันดับที่ n

$$C_n(\Omega) = \cos(n \cos^{-1} \Omega) \quad |\Omega| \leq 1 \quad (2.51a)$$

$$= \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) \quad |\Omega| > 1 \quad (2.51b)$$

ซึ่ง Ω คือความถี่นอร์มัลไลซ์

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_p}$$

ฟังก์ชันเชบีเชฟที่เป็นแบบโพลิโนเมียลในเทอม Ω จากสมการ (2.51a)

$$C_{n+1}(\Omega) + C_{n-1}(\Omega) = \cos((n+1)\cos^{-1}\Omega) + \cos((n-1)\cos^{-1}\Omega) \quad (2.52)$$

ใช้คุณสมบัติการเป็นเอกลักษณ์ $\cos(A+B) + \cos(A-B) = 2\cos A \cos B$ โดยทางขวามือลดรูปได้เป็น

$$2 \cos(\cos^{-1} \Omega) \cos(n \cos^{-1} \Omega) = 2\Omega C_n(\Omega) \quad (2.53)$$

จากความสัมพันธ์

$$C_{n+1}(\Omega) = 2\Omega C_n(\Omega) - C_{n-1}(\Omega) \quad (2.54)$$

จากสมการ (2.51a) จะได้ว่า

$$C_0(\Omega) = 1$$

$$C_1(\Omega) = \Omega$$

สำหรับสมการ โพลิโนเมียลที่มีอันดับสูงขึ้น จะหาค่าได้จากความสัมพันธ์ดังสมการ (2.55) ดังนี้

$$C_2(\Omega) = 2\Omega^2 - 1$$

$$C_3(\Omega) = 4\Omega^3 - 3\Omega$$

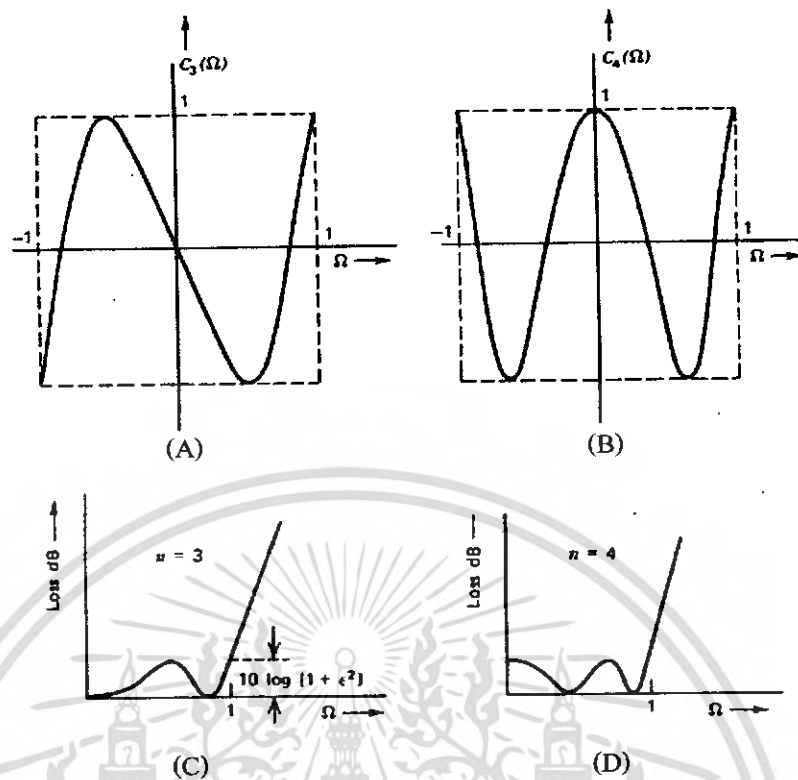
$$C_4(\Omega) = 8\Omega^4 - 8\Omega^2 + 1$$

$$C_5(\Omega) = 16\Omega^5 - 20\Omega^3 + 5\Omega \quad (2.55)$$

จากฟังก์ชันเชบีเชฟซึ่งแสดงรูปแบบของโพลิโนเมียลจะเห็นว่ามีการเปลี่ยนแปลงในช่วง $-1 < \Omega < 1$ ฟังก์ชันการประมาณวงจรรองความถี่ต่ำแบบเชบีเชฟหาได้จากโพลิโนเมียลของเชบีเชฟดังนี้

$$\left| H(j\Omega) \right| = \frac{V_{in}(j\omega)}{V_o(j\omega)} = \sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\Omega)} \quad (2.56)$$

ฟังก์ชันการลดทอนของ $n=3, n=4$ แสดงได้ดังรูป 2.17(C), 2.17(D) ริปเปิ้ลจะอยู่ระหว่างค่าต่ำสุดและค่าสูงสุดของ $\sqrt{1 + \varepsilon^2}$ สำหรับ $|\Omega| \leq 1$ และจำนวนของค่าต่ำสุดของ $\left| H(j\omega) \right|$ ในช่วง $-1 < \Omega < 1$ จะเท่ากับจำนวนอันดับ n



รูปที่ 2.17 รีปเบิลและฟังก์ชันการลดทอน

พิจารณาค่าการลดทอนของ $H(j\Omega)$ ที่ขอบของช่วงผ่านที่ความถี่ ω_p โดยให้ความถี่นอร์มัลไลซ์มีค่าเท่ากับ และค่า $C_n(1) = 1$ ดังนั้นค่าการลดทอนจะเท่ากับ

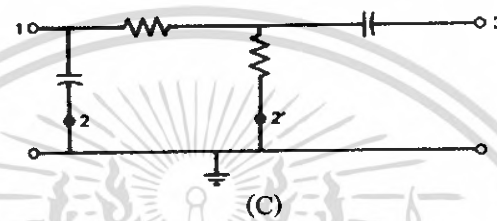
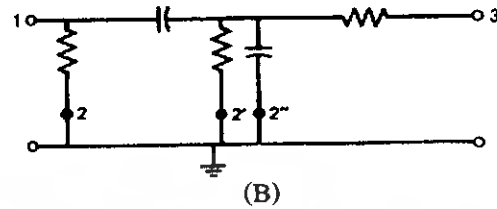
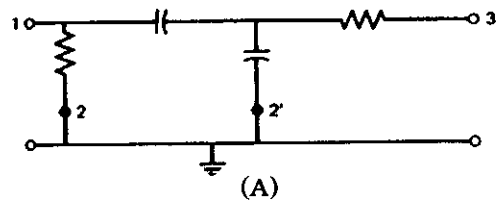
$$A_{max} = 10 \log_{10} (1 + \epsilon^2) \tag{2.57}$$

เพราะฉะนั้น ϵ มีค่าเท่ากับ

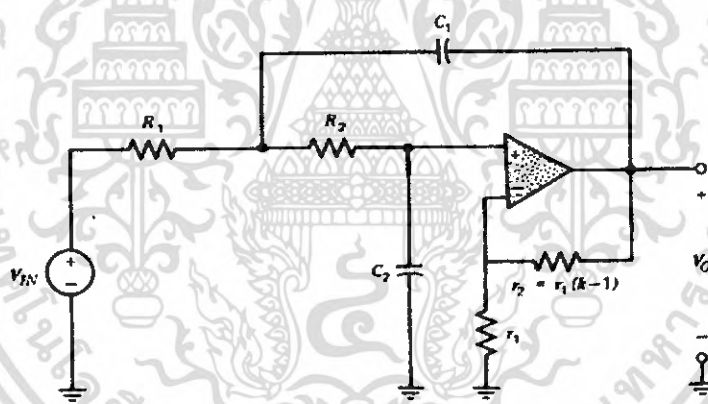
$$\epsilon = \sqrt{10^{0.1A_{max}} - 1} \tag{2.58}$$

2.2.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key มีพื้นฐานจากการป้อนกลับแบบบวก วงจรประกอบด้วยตัวตัวต้านทานและตัวเก็บประจุดังรูปที่ 2.18 โดยอินพุตเข้าที่ โหนด 2' ซึ่งจะได้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.18 วงจรกรองความถี่ต่ำซึ่งประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ



รูปที่ 2.19 ตัวอย่างวงจรกรองความถี่ผ่านแบบแอกทีฟ

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของวงจรแบบแอกทีฟ โดยพิจารณาให้ออปแอมป์เป็นออปแอมป์ทางอุดมคติคือ

$$T_V = \frac{k/R_1 R_2 C_1 C_2}{S^2 + S \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.59)$$

เมื่อ

$$k = 1 + \frac{r_2}{r_1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาการลั้งเคราะห์ฟังก์ชันของวงจรรองความถี่ต่ำผ่านจะได้

$$T_{LP} = \frac{K}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p}s + \omega_p^2} \quad (2.60)$$

พิจารณาพารามิเตอร์ K, ω_p, Q_p ของอุปกรณ์พาสซีฟ R_1, R_2, C_1, C_2, k จาก (2.59) และ (2.60) จะได้

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.61)$$

$$Q_p = \frac{\omega_p}{(bw)_p} = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}}{\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2}} \quad (2.62)$$

$$K = \frac{k}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (2.63)$$

จากความสัมพันธ์ของค่าชานขิตวิตจะได้

$$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{\omega_p} = -\frac{1}{2} \quad (2.64a)$$

$$S_k^{\omega_p} = 0 \quad (2.64b)$$

$$\begin{aligned} S_{R_1}^{Q_p} &= S_{R_1}^{\omega_p} - S_{R_1}^{(bw)_p} = -\frac{1}{2} - \frac{1}{R_1 C_1} \frac{(-1)}{(bw)_p} \\ &= -\frac{1}{2} + Q_p \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \end{aligned} \quad (2.64c)$$

ในทำนองเดียวกัน

$$S_{R_2}^{Q_p} = -\frac{1}{2} + Q_p \left(\sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + (1-k) \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \right) \quad (2.64d)$$

$$S_{C_1}^{Q_p} = -\frac{1}{2} + Q_p \left(\sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} \right) \quad (2.64e)$$

$$S_{C_2}^{Q_p} = -\frac{1}{2} + (1-k) Q_p \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \quad (2.64f)$$

$$S_{R_2}^{Q_p} = S_{R_1}^{Q_p} = -(1-k) Q_p \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} \quad (2.64g)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^K = -1 \quad (2.64h)$$

$$S_{R_2}^K = -S_{R_1}^K = -\left(\frac{1-k}{k}\right) \quad (2.64i)$$

เป้าหมายในการเลือกค่าของอุปกรณ์ก็คือค่าเซนซิวิตี้จะต้องมีค่าเท่าที่จะเป็นไปได้ ในการเลือกค่าของ R_1, R_2, C_1, C_2, k ต้องเป็นไปตามสมการที่ (2.60) และ (2.61) โดยที่ค่า k เป็นเท่าใดก็ได้ ทางเลือกหนึ่งที่ทำให้ค่าเซนซิวิตี้ต่ำก็คือ

$$k=1 \quad R_1=R_2=1 \quad (2.65a)$$

เพราะฉะนั้นค่าของอุปกรณ์ที่เหลือคือ

$$C_1 = \frac{2Q_p}{\omega_p} \quad C_2 = \frac{1}{2\omega_p Q_p} \quad (2.65b)$$

การสังเคราะห์แบบที่ 1 ค่าเซนซิวิตี้ตามสมการ (2.65) จะมีค่าต่ำมาก อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจะมีข้อเสียดังที่ตรงที่ต้องการค่าตัวเก็บประจุที่มีช่วงกว้าง ($C_1/C_2 = 4Q_p^2$) แต่ค่า Q ที่ได้มีค่าต่ำ ($Q < 5$) จากข้อจำกัดนี้จึงทำให้ไม่เป็นที่นิยม สำหรับการสังเคราะห์แบบที่ 2 จะใช้ค่าตัวเก็บประจุเท่ากันคือ

$$C_1 = C_2 = 1 \quad R_1 = R_2 = R \quad (2.66a)$$

จากสมการที่ (2.60), (2.61) จะได้

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{\omega_p} \quad k = 3 - \frac{1}{Q_p} \quad (2.66b)$$

โดยการสังเคราะห์แบบที่ 2 นี้ค่าเซนซิวิตี้ Q ที่ได้มีค่าสูงกว่าการสังเคราะห์แบบที่ 1 สำหรับการสังเคราะห์แบบที่ 3 ค่าเซนซิวิตี้ Q จะมีค่าต่ำกว่าการสังเคราะห์แบบที่ 2 โดยค่าของอุปกรณ์หาได้จาก

$$C_2 = 1 \quad C_1 = \sqrt{3}Q_p \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{Q_p}{\sqrt{3}} \quad (2.67a)$$

$$R_2 = \frac{1}{\sqrt{3}\omega_p} \quad R_1 = \frac{1}{Q_p\omega_p} \quad k = \frac{4}{3} \quad (2.67b)$$

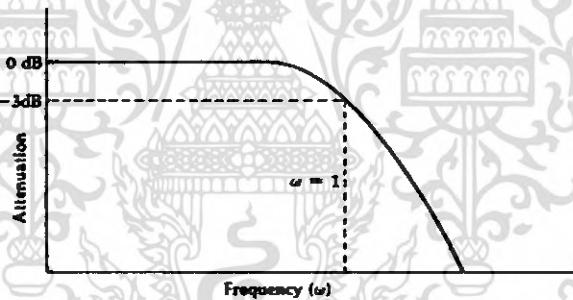
ค่าเซนซิวิตี้ของการสังเคราะห์แบบต่างๆจะได้ดังตารางที่ 2.2

	Design 1	Design 2	Design 3 (Saraga)
$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{R_1}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$
$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{R_2}$	0	0	0
$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{C_1}$	0	$-\frac{1}{2} + Q_p$	$-\frac{1}{2} + 0.58Q_p$
$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{C_2}$	0	$\frac{1}{2} - Q_p$	$\frac{1}{2} - 0.58Q_p$
$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{C_1}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2} + 2Q_p$	$\frac{1}{2} + 0.58Q_p$
$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{C_2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2} - 2Q_p$	$-\frac{1}{2} - 0.58Q_p$
$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{C_1} = -S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{C_2}$	0	$2Q_p - 1$	$0.58Q_p$
$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{R_1}$	-1	-1	-1
$S_{R_1, R_2, C_1, C_2}^{R_2}$	0	$1 - \frac{1}{3 - 1/Q_p}$	$\frac{1}{3}$

ตารางที่ 2.2 ตารางแสดงค่าเซนซิวิตี

2.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท

วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทเป็นวงจรกรองความถี่ที่มีค่า Q ปานกลางซึ่งจะให้ค่าผลตอบสนองของแอมพลิจูดที่คงที่ (flat) ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ทที่มีช่วงพาสแบนด์ที่ราบเรียบและไม่มีริปเปิ้ล โดยลักษณะผลตอบสนองของมันเป็นดังรูปที่ 2.20



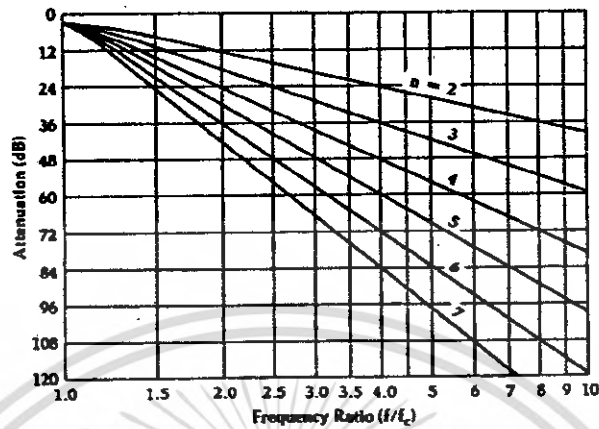
รูปที่ 2.20 ผลตอบสนองของบัตเตอร์เวิร์ท

แม้ว่าผลตอบสนองบัตเตอร์เวิร์ทจะมีค่า Q ปานกลางแต่ค่าการลดทอนก็อยู่ในช่วงที่ใช้งานได้ โดยค่าการลดทอนของวงจรกรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ทคือ

$$A_{max} = 10 \log_{10} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^{2n} \right] \tag{2.68}$$

- โดย ω = ความถี่ที่มีค่าลดทอนตามที่ต้องการ
- ω_c = ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่
- n = จำนวนขององค์ประกอบในวงจรกรองความถี่

จากสมการที่ 2.68 เราจะสามารถหาค่าของการลดทอนที่ความถี่ใด ๆ และอันดับใด ๆ คุณสมบัติการลดทอนของวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทดังรูปที่ 2.21 โดยแกนความถี่เป็นความถี่นอร์มัลไลซ์ และกราฟเริ่มที่จุดคัทออฟ (-3dB)



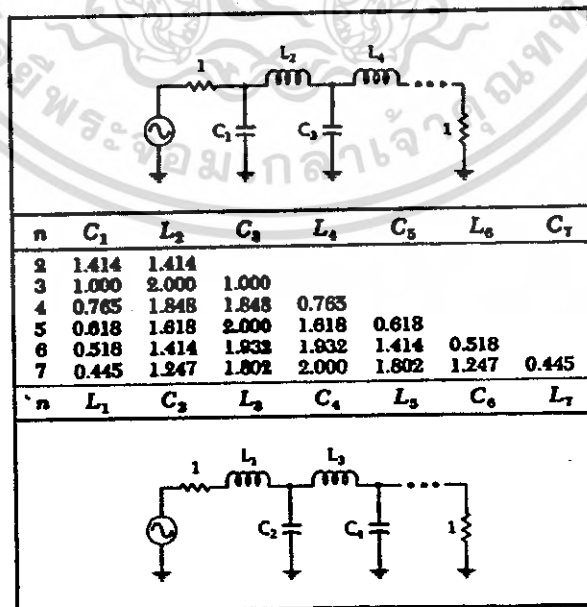
รูปที่ 2.21 คุณสมบัติการลดทอนสำหรับวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท

ค่าขององค์ประกอบแต่ละส่วนสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่ทำการนอร์มัลไลซ์แล้วที่มีการต่อโหลดและแหล่งกำเนิดเท่ากับ 1 โอห์มสามารถหาได้จาก

$$A_k = 2 \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n} \quad , k=1,2,3...n \quad (2.69)$$

โดย n = จำนวนขององค์ประกอบในวงจรกรองความถี่

A_k = เป็นค่ารีแอกแตนซ์ที่ k ในแลคเคอร์และอาจจะเป็นได้ทั้งตัวเหนี่ยวนำหรือตัวเก็บประจุ



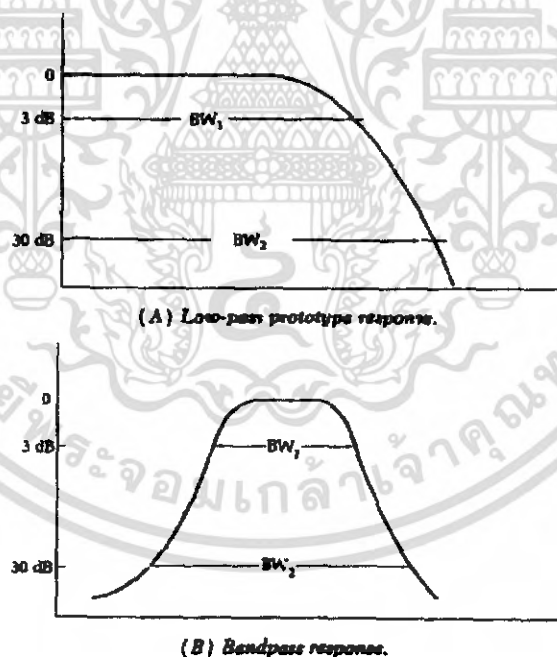
ตารางที่ 2.3 ค่าองค์ประกอบต่างๆ ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เทอม $(2k-1)\pi/2n$ อยู่ในหน่วยเรเดียนเราสามารถใส่สมการที่ 2.69 เพื่อหาค่าต่าง ๆ ภายในตารางที่ 2.3 ซึ่งแสดงถึงค่าขององค์ประกอบต่าง ๆ ภายในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่มี $R_S = R_L = 1\Omega$ ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านนั้นจะใช้คุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาออกแบบโดยใช้การทรานส์ฟอร์มจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยการระบุคุณสมบัติการลดทอนของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านนั้นจะต้องทำในเทอมของเกิรฟตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านคั้งรูปที่ 2.22 โดยจะเห็นได้ว่าวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะถูกทรานส์ฟอร์มไปเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน อัตราส่วนของแถบความถี่ที่ลดทอนจะมีค่าเท่าเดิม ตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟ -3 dB หรือมีแถบความถี่ 2 กิโลเฮิรตซ์จะแปลงไปเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านที่มีแถบความถี่ -3dB เท่ากับ 2 กิโลเฮิรตซ์ โดยแกน f/f_c ที่ถูกนอร์มัลไลซ์แล้วของเกิรฟการลดทอนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะกลายเป็นอัตราส่วนของแถบความถี่ นั่นคือ

$$\frac{BW}{BW_C} = \frac{f}{f_C} \quad (2.70)$$

โดย BW = แถบความถี่ที่ค่าการลดทอนที่ต้องการ
 BW_C = แถบความถี่ที่ -3dB ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน



รูปที่ 2.22 การแปลงแถบความถี่จากความถี่ต่ำผ่านเป็นความถี่ช่วงผ่าน

ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านจะมีค่าสมมาตรเฉพาะในสเกลล็อกเท่านั้น ซึ่งในสเกลลิเนียร์จะไม่อยู่ตรงกลางโดยจะหาค่าความถี่กึ่งกลางจากสูตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_0 = \sqrt{f_a f_b} \quad (2.71)$$

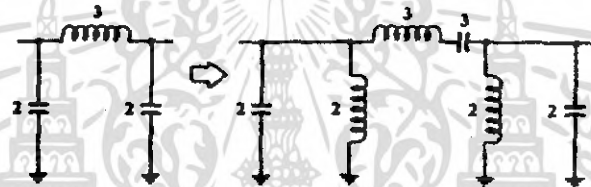
โดย f_a และ f_b เป็นความถี่ใด ๆ ความถี่หนึ่งอยู่ก่อนช่วงพาสแบนด์อีกความถี่หนึ่งอยู่หลังช่วงพาสแบนด์ วิธีสร้างวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านมีขั้นตอนดังนี้

1. ทำการแปลงความต้องการของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านไปเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจากสมการที่ 2.70

2. ทำการหาอันดับที่เหมาะสมของวงจร โดยพิจารณาจากกราฟผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

3. หาผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

4. ทำการแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไปเป็นวงจรกรองความถี่ช่วงผ่านโดยเพิ่มส่วนประกอบเข้าไปในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ถ้าหากองค์ประกอบเป็นตัวเก็บประจุก็ใส่ตัวเหนี่ยวนำเพิ่มเข้าไปและเช่นกันกับตัวเหนี่ยวนำโดยค่าที่เพิ่มเข้าไปนั้นมีค่าเท่ากับองค์ประกอบตัวเดิมที่มีอยู่และองค์ประกอบที่เพิ่มเข้าไปในวงจรมันจะขนานหรืออนุกรมตามองค์ประกอบตัวเดิมที่เพิ่มเข้าไปดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 การแปลงองค์ประกอบวงจรจากความถี่ต่ำผ่าน ไปเป็นความถี่ช่วงผ่าน

5. ทำการสเกลถึงค่าขององค์ประกอบจากสูตรดังนี้
สำหรับส่วนที่เป็นเรโซแนนซ์ขนาน

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB} \quad (2.72)$$

$$L = \frac{RB}{2\pi f_0^2 L_n} \quad (2.73)$$

สำหรับส่วนที่เป็นเรโซแนนซ์อนุกรม

$$C = \frac{B}{2\pi f_0^2 C_n R} \quad (2.74)$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B} \quad (2.75)$$

โดย R = โหลดอิมพีแดนซ์ที่ต้องการ

B = ความกว้างแถบความถี่ -3dB ที่ต้องการ

f_0 = ความถี่กึ่งกลางของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน

L_n = ค่าตัวเหนี่ยวนำนอร์มัลไลซ์ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน

C_n = ค่าตัวเก็บประจุนอร์มัลไลซ์ของวงจรกรองความถี่ช่วงผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกอูป (Frequency Synthesizer)

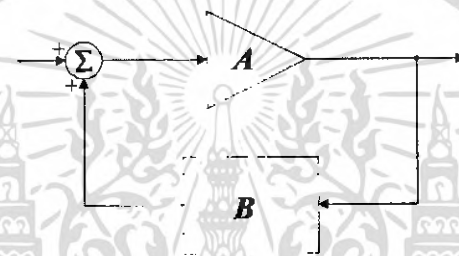
ประกอบด้วยวงจรต่างๆดังนี้

1. วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO)
2. วงจรสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer)
3. ลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
4. วงจรหารความถี่หรือพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

2.4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO)

การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณอาศัยหลักการป้อนกลับแบบบวก (Positive Feedback)

ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.24



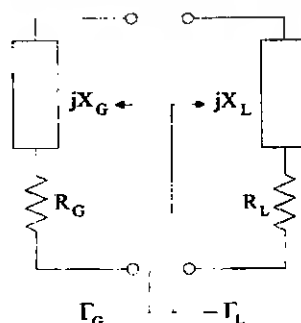
รูปที่ 2.24 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบป้อนกลับแบบบวก

โดย A คือ อัตราขยายของวงจรขยายในส่วนของฟอร์เวิร์ดพาท (Forward Path)

B คือ อัตราส่วนการป้อนกลับ (Feedback Ratio) ในส่วนของฟีดแบ็กพาท (Feedback Path)

วงจรจะออกสวิตลิตได้คือเมื่อ $|AB| = 1$ (Barkhausen Criterion) และ $\angle AB = 360^\circ$ ดังนั้นจากเงื่อนไขข้างต้น $A_{รวม} = \frac{A}{1-AB}$ จะมีค่า $= \infty$ เมื่อเกิดการออกสวิตลิต วงจรขยาย(A)จะทำการขยายสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นการเริ่มต้นให้วงจรเกิดการออกสวิตลิต หลังจากนั้นความถี่ที่ถูกออกสวิตลิตจะถูกเลือกโดยวงจรเรโซแนนซ์ซึ่งแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบ คือ

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม (Series Resonance)

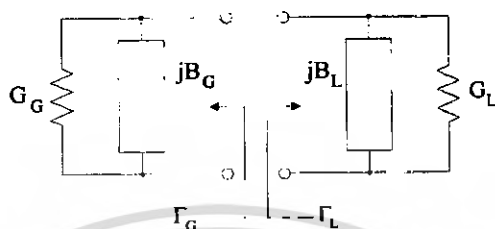


รูปที่ 2.25 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสภาวะเริ่มต้นการออสซิลเลชัน (Start Up) จะได้ $|R_G| > R_L$ เมื่อ R_G มีค่าความต้านทานเป็นลบและสำหรับสภาวะ Steady State จะได้ $R_G + R_L = 0$ และ $X_G + X_L = 0$

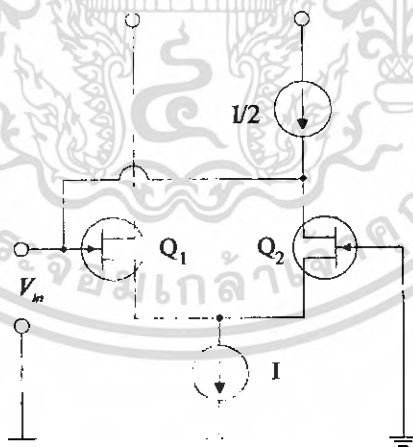
วงจรรโซแนนซ์แบบขนาน (Parallel Resonance)



รูปที่ 2.26 วงจรรโซแนนซ์แบบขนาน

สำหรับสภาวะเริ่มต้นการออสซิลเลชัน (Start Up) จะได้ $|G_G| > G_L$ เมื่อ G_G มีค่าความนำไฟฟ้าเป็นลบและสำหรับสภาวะ steady state จะได้ $G_G + G_L = 0$ และ $B_G + B_L = 0$

การออกแบบวงจรมีค่านิจสัญญาณอาศัยหลักการของความต้านทานเชิงลบ (Negative Resistance) มาใช้อธิบายเพราะง่ายกว่า ตัวอย่างของวงจรที่จะยกมาอธิบายอาศัยการอธิบายในเชิงความต้านทานเชิงลบเช่นเดียวกัน โดยจากรูปที่ 2.27 แสดงวงจรมีค่านิจสัญญาณโดยหากต้องการหาเงื่อนไขที่แสดงการออสซิลเลชันสามารถคำนวณเริ่มต้นจาก



รูปที่ 2.27 วงจรมีค่านิจสัญญาณที่ใช้วงจรรขยายแบบคิฟเฟอร์เนเชี่ยล

เริ่มต้นคำนวณหาค่าความต้านทานด้านอินพุต (Input Resistance)

$$i = g_m \frac{V_i}{2} \quad (2.76)$$

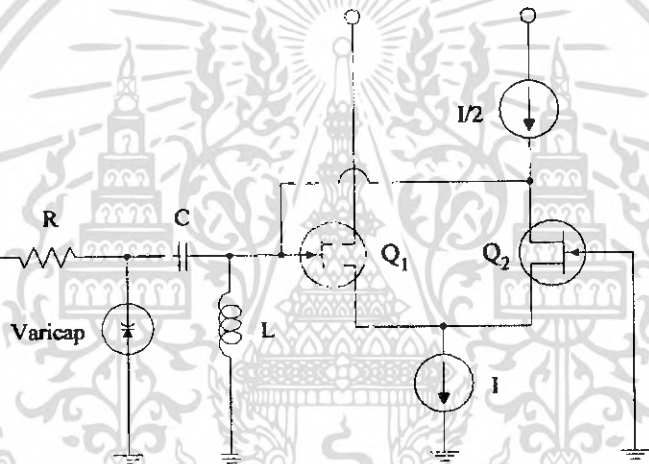
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสมมติให้ความต้านทานอินพุตของเฟต (FET) และแหล่งจ่ายกระแสคงที่มีค่ามากๆ ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมขาคัด (Gate) จะเป็น $V_{gs} \approx \frac{V_{in}}{2}$

$$\frac{V_m}{I_m} = \frac{-2}{g_m} \tag{2.77}$$

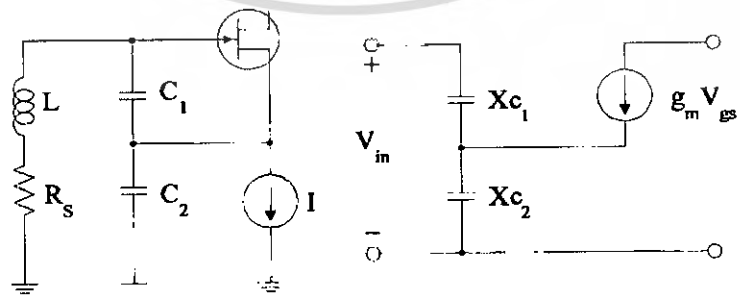
$$R_{in} = \frac{-2}{g_m} \tag{2.78}$$

ดังนั้นหากทำการใช้เรโซเนเตอร์ทางด้านอินพุตของออสซิลเลเตอร์ (V_{in}) เพื่อเลือกความถี่และใช้วาริแคปแทนตัวเก็บประจุจะได้วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO) ตามรูปที่ 2.28 โดยไอซีสำเร็จรูปที่อาศัยองค์ประกอบภายในเป็นออสซิลเลเตอร์ประเภทนี้ เช่น MC1648 ทำงานได้ดีที่ความถี่น้อยกว่า 500 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 2.28 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO)

วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์ (FET Oscillator)



รูปที่ 2.29 วงจรเฟตออสซิลเลเตอร์

$$V_{in} = i_{in}(X_{C_1} + X_{C_2}) + g_m V_{gs} X_{C_2} \tag{2.79}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{gs} = V_{X_{C1}} = i_{in} X_{C1} \tag{2.80}$$

$$V_{in} = i_{in}(X_{C1} + X_{C2}) + g_m i_{in} X_{C1} X_{C2} \tag{2.81}$$

$$\frac{V_{in}}{I_{in}} = X_{C1} + X_{C2} + g_m X_{C1} X_{C2} \tag{2.82}$$

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \tag{2.83}$$

ซึ่งจะเห็นว่า ความต้านทานขาเข้าจะมีความต้านทานที่เป็นลบ

$$R_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \tag{2.84}$$

ต่ออนุกรมอยู่กับ

$$C_{in} = \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_2)} \tag{2.85}$$

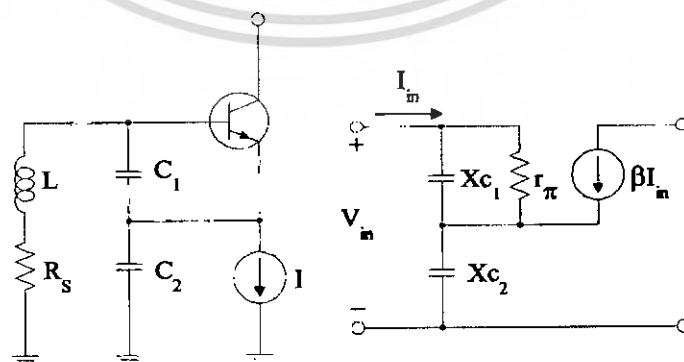
นำตัวเหนี่ยวนำ (L) มาต่อเข้ากับวงจรมีโดย R_s คือความต้านทานแหล่งที่อนุกรมอยู่กับตัวเหนี่ยวนำจะได้ว่าวงจรจะเริ่มทำงานได้โดยกำเนิดความถี่ที่

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L\{C_1 C_2 / (C_1 + C_2)\}}} \tag{2.86}$$

ผลรวมของ C_1 และ C_2 ในแบบอนุกรมจะมีค่ามากที่สุดเมื่อ $C_1 = C_2 = C_m$ ดังนั้น

$$\sqrt{\frac{R_s}{g_m}} < \frac{1}{\omega C_m} \tag{2.87}$$

วงจรไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ออสซิลเลเตอร์ (Bipolar Oscillator)



รูปที่ 2.30 วงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่าความต้านทานที่อินพุต

$$V_{in} = i_{in}X_{C_1} + i_{in}X_{C_2} - i_bX_{C_1} + i_bX_{C_2} \quad (2.88)$$

$$0 = -i_{in}X_{C_1} + i_bX_{C_1} + i_bX_{\pi} \quad (2.89)$$

$$i_b = i_{in} \left(\frac{X_{C_1}}{X_{C_1} + r_{\pi}} \right) \quad (2.90)$$

$$V_{in} = i_{in}X_{C_1} + i_{in}X_{C_2} + BX_{C_1} \frac{i_{in}X_{C_1}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} - \frac{i_{in}X_{C_1}X_{C_2}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} \quad (2.91)$$

$$\frac{V_{in}}{i_{in}} = X_{C_1} + X_{C_2} + \frac{BX_{C_2}X_{C_1}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} - \frac{X_{C_1}X_{C_2}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} \quad (2.92)$$

$$Z_{in} = \frac{(X_{C_1} + X_{C_2})(X_{C_1} + r_{\pi}) + BX_{C_1}X_{C_2} - X_{C_1}X_{C_2}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} \quad (2.93)$$

$$Z_{in} = \frac{X_{C_1}X_{C_1} + X_{C_2}X_{C_1} + X_{C_1}r_{\pi} + X_{C_2}r_{\pi} + BX_{C_1}X_{C_2} - X_{C_1}X_{C_2}}{(X_{C_1} + r_{\pi})} \quad (2.94)$$

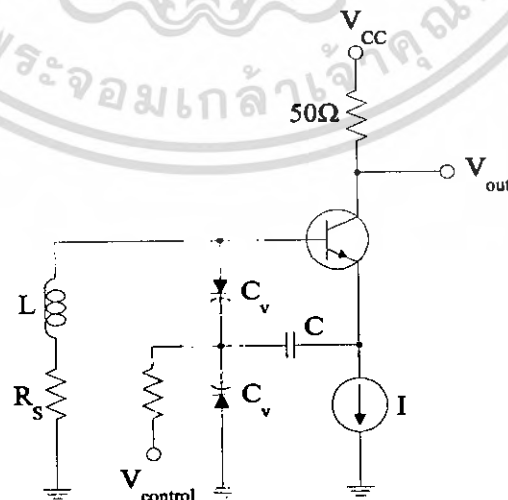
$$Z_{in} = \frac{(1+B)X_{C_1}X_{C_2} + r_{\pi}(X_{C_1} + X_{C_2})}{X_{C_1} + r_{\pi}} \quad (2.95)$$

ถ้า $X_{C_1} \ll r_{\pi}$

$$Z_{in} \cong \frac{(1+B)}{r_{\pi}} X_{C_1}X_{C_2} + (X_{C_1} + X_{C_2}); g_m = B/r_{\pi} \quad (2.96)$$

$$\cong \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega [C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \quad (2.97)$$

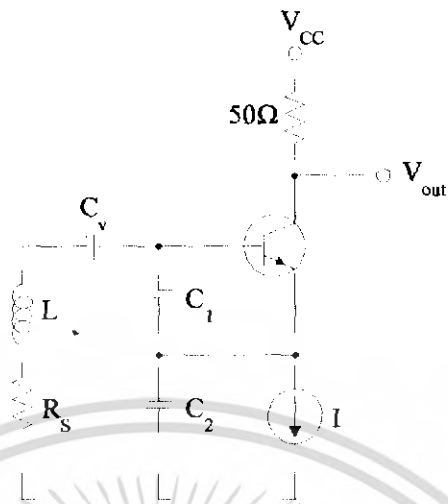
ดังนั้นหากต้องการวงจรที่ปรับแต่งความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า ก็สามารถทำได้โดยใช้วารีแคปคู่แทน C_1 และ C_2 ดังนั้นจะได้วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า ตามรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

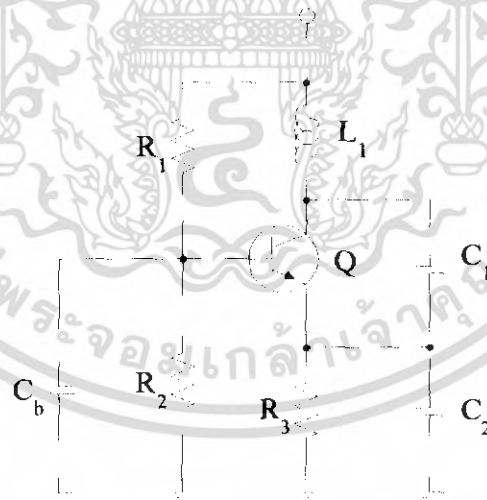
วงจรกำเนิดสัญญาณแบบแคลปป์-กอร์เรียท (Clapp-Gouriet Oscillator)



รูปที่ 2.32 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบแคลปป์-กอร์เรียท

วงจรจะมีลักษณะเหมือนวงจรกำเนิดสัญญาณที่ใช้ทรานซิสเตอร์ในหัวข้อที่แล้วเพียงแต่เติม C_v เข้าไปเพื่อให้สามารถปรับแต่งความถี่ได้โดยค่า C_v จะต้องมีค่าน้อยกว่า C_1 และ C_2

วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตต์ส (Colpitts Oscillator)



รูปที่ 2.33 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตต์ส

อาศัยการอธิบายเช่นเดียวกัน จะได้

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\{C_1C_2/(C_1+C_2)\}}} \quad (2.98)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ R_3 มากกว่า X_{C_2} มากๆ และ

$$R_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} \quad (2.99)$$

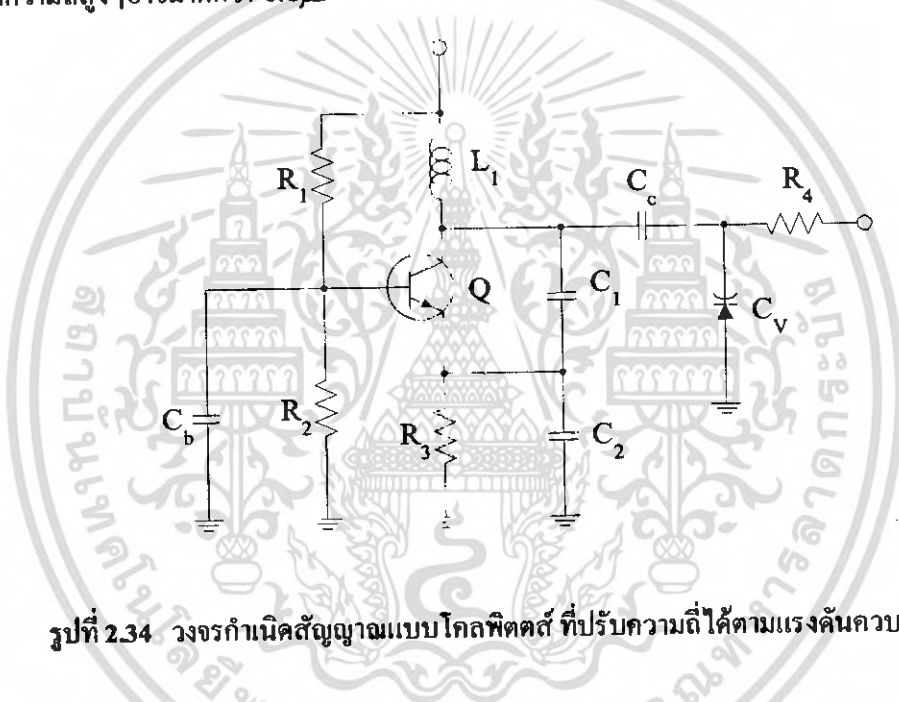
เมื่อ

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}; V_T \approx 25mV \text{ (ที่ } 25^\circ\text{C)} \quad (2.100)$$

ดังนั้น

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega[C_1 C_2 / (C_1 + C_2)]} \quad (2.101)$$

หากต้องการวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม สามารถใช้วาริแคปในการทำงานโดยวงจรจะอยู่ในรูปแบบของวงจรในรูปที่ 2.34 ทำหน้าที่บล็อกไฟตรง ดังนั้นจึงต้องมีค่ามากกว่าที่ความถี่สูงๆ อาจมากกว่า $0.1\mu F$



รูปที่ 2.34 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตตส์ ที่ปรับความถี่ได้ตามแรงดันควบคุม

ดังนั้นความถี่ที่กำเนิดได้ คือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left[\left(\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right) \parallel C_V \right]}} \quad (2.102)$$

เอาต์พุตสามารถเห็นขบวนการที่ขดลวดเหนี่ยวนำไปใช้งานได้หรืออาจดึงจากขาคอลเลกเตอร์ได้แต่ต้องระวังค่าตัวต้านทานด้วย มิฉะนั้นวงจรอาจไม่เกิดการออสซิลเลตได้เนื่องจากค่าความต้านทานที่เป็นลบน้อยกว่าความต้านทานของโหลดและที่สำคัญ Q ของตัวเหนี่ยวนำควรมีค่ามากๆ เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียในวงจรมากอาจเป็นสาเหตุให้ไม่เกิดการออสซิลเลตได้เช่นเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่

วงจรสังเคราะห์ความถี่มีมากมายให้เลือกใช้งาน ในที่นี้จะยกมาเพียง 1 เบอร์เท่านั้น เบอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรคือ MC145152 ผลิตโดยบริษัทโมโตโรล่าภายในวงจรเป็นอุปกรณ์ที่ทำขึ้นจากเฟตเนื่องจากกินกำลังงานน้อย, ทำงานที่ความถี่สูงได้ดีกว่าและออกแบบง่าย การใช้งานนั้นเริ่มต้นจากเลือกสัญญาณอ้างอิงที่จะใช้ในการเปรียบเทียบเฟสโดยใช้คริสตอลเป็นตัวกำเนิดเนื่องจากคริสตอลมีค่า Q สูง หลังจากนั้นเลือกค่าของชาแนลสเปซซึ่ง คือ ความถี่ที่ถูกหารแล้วจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ความถี่จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์จะถูกหารลงมาโดยการตั้งหารที่ขา RA2 , RA1 และ RA0 ตามตารางที่ 2.4

Reference Address Code			Total Divide
RA2	RA1	RA0	Value
0	0	0	8
0	0	1	64
0	1	0	128
0	1	1	256
1	0	0	512
1	0	1	1024
1	1	0	1160
1	1	1	2048

ตารางที่ 2.4 ตารางแสดงการตั้งหารความถี่คริสตอลด้วย RA2 , RA1 และ RA0 เพื่อลงมาเป็นความถี่ของการเปรียบเทียบเฟสและใช้เป็นชาแนลสเปซซึ่ง

ความถี่ของคริสตอลที่ใช้ต้องสามารถหารด้วยเลขฐานสองได้ลงตัวเช่น 10.24 เมกะเฮิรตซ์, 6.4 เมกะเฮิรตซ์ เป็นต้น ยกตัวอย่างเช่นถ้าหากเลือกคริสตอลความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ และเลือกชาแนลสเปซซึ่ง = 10 กิโลเฮิรตซ์ ดังนั้นจะต้องหารความถี่คริสตอลด้วย 1024 ดังนั้นต้องตั้ง RA2 = 1, RA1 = 0 และ RA0 = 1 (ตามตารางที่ 2.4) เมื่อนั้นคริสตอล 10.24 เมกะเฮิรตซ์ จะถูกหารด้วย 1024 ลงมาเหลือความถี่เพียง 10 กิโลเฮิรตซ์ เพื่อจะใช้ในการล็อกความถี่และเฟสของสัญญาณอินพุต (f_{in})

ต่อไปจะเป็นการคำนวณหาค่าการหารโดยการตั้งค่าหารที่บิต N0 – N9 และ A0 – A5 โดย MC145152 สามารถรับสัญญาณอินพุตได้สูงสุด 26 เมกะเฮิรตซ์ ดังนั้นหากต้องการล็อกความถี่ของสัญญาณที่ความถี่สูงกว่า 26 เมกะเฮิรตซ์ ต้องใช้พรีสเกลเลอร์ช่วยในการทำงาน การคำนวณจะยกตัวอย่างให้เห็นเช่น

ตัวอย่างที่ 1

หากต้องการเลือกความถี่และเฟสของสัญญาณจากวงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าควบคุมที่ความถี่ 10 เมกะเฮิร์ตซ์โดยใช้คริสตอลความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์และเลือกขานเนลสเปซซิ่ง เท่ากับ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \text{RA2 RA1 RA0} &= 1 \quad 0 \quad 1 \\
 \text{Channel Spacing} &= 10 \text{ kHz} \\
 \text{N9 - N0} &= 10 \text{ เมกะเฮิร์ตซ์} \\
 &= 1000 \\
 &= 1111101000 \\
 \text{A5 - A0} &= 0 \text{ (เนื่องจากหารลงตัวไม่มีเศษ)} \\
 &= 000000
 \end{aligned}$$

จึงสรุปได้ว่าบิต N9 - N0 เป็นการตั้งค่าการหารตามจำนวนเต็มส่วนบิต A5 - A0 เป็นการตั้งค่าการหารตามเศษที่เหลือ ในกรณีที่สัญญาณอินพุตมีค่าน้อยกว่า 26 เมกะเฮิร์ตซ์ ค่า A5 - A0 จะเป็น 0 เสมอ ดังนั้นสัญญาณที่ขา MC (Modulus Control) ของ MC145152 จะเป็นลอจิก 1 เสมอและการหารจะหารได้สูงสุดเท่ากับ $2^{10} = 2048$ เท่านั้น หากสัญญาณที่ต้องการเลือกความถี่มากกว่าความถี่ที่ MC145152 จะรับได้ต้องใช้พริสเกลเลอร์ในการทำงาน

ตัวอย่างที่ 2

หากต้องการเลือกความถี่และเฟสของสัญญาณที่ความถี่ 100 เมกะเฮิร์ตซ์โดยใช้คริสตอลความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ซึ่งเลือกขานเนลสเปซซิ่งที่ 10 กิโลเฮิร์ตซ์และเลือกพริสเกลเลอร์หาร 64/65

$$\begin{aligned}
 \text{RA2 RA1 RA0} &= 1 \quad 0 \quad 1 \\
 \text{Channel Spacing} &= 10 \text{ kHz} \\
 \text{N9 - N0} &= 156 \\
 &= 0010011100 \\
 \text{A5 - A0} &= 16 \\
 &= 10000
 \end{aligned}$$

การคำนวณหาค่าดิวตี้ไซเคิลบวก (Positive Duty Cycles) ของสัญญาณ MC สามารถคำนวณหาได้ตามสูตร Positive Duty Cycles of MC = (N-A) / N จากตัวอย่างที่แล้ว MC จะมีค่าดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ $(156-16) / 156 = 89.7\%$

ข้อจำกัด ของการใช้พริสเกลเลอร์นั้นคือ ค่า N ที่ได้จะต้องมากกว่า A เสมอ หากค่าที่ได้นั้นมีค่า N น้อยกว่า A แล้ว ต้องลดค่าการหารด้วยพริสเกลเลอร์ลงมาเช่น จากตัวอย่างที่แล้วหากต้องการเลือกความถี่จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันควบคุมที่ 30 เมกะเฮิร์ตซ์ โดยใช้พริสเกลที่มีการหาร 64/65 พบว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(N9 - N0) = 46$$

$$(A5 - A0) = 56$$

ซึ่ง $A > N$ ดังนั้นใช้งานไม่ได้จำเป็นต้องลดการหารของพรีสเกลเลอร์ลงมาเช่น ลงมาเหลือหาร 32/33 พรีสเกลเลอร์จะได้

$$(N9 - N0) = 93$$

$$(A5 - A0) = 24$$

จะได้ค่า $MC \text{ Duty Cycle} = (93-24) / 93$

$$= 74.1\%$$

ส่วนสัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V จะถูกส่งต่อไปให้รูปฟิลเตอร์, LD เป็นสัญญาณที่แสดงสถานะการล็อก ความถี่ หากความถี่ล็อกแล้ว ϕ_R , ϕ_V และ LD จะมีลักษณะเป็นอิมพัลส์ด้านลบและส่วนใหญ่สัญญาณไม่ล็อกจะเกิดจากปัญหาเรื่องขนาดสัญญาณที่เข้าตัวหาร ดังนั้นจากวงจรกำเนิดสัญญาณควรมี วงจรบัฟเฟอร์เพื่อกันการ โหลดที่จะเกิดขึ้นเมื่อ โหลดมีการเปลี่ยนแปลงมาก

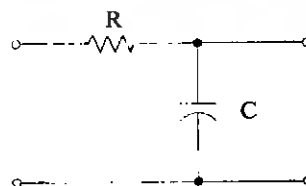
2.4.3 การเลือกใช้งานพรีสเกลเลอร์

จากหัวข้อที่ผ่านมาแล้วเราได้ทำการเลือกค่าของพรีสเกลเลอร์ที่ต้องการหารแล้วเช่น หาร 64/65 หาร 32/33 เป็นต้น นอกจากนั้นการเลือกใช้พรีสเกลเลอร์ยังต้องคำนึงถึงปัจจัยต่างๆดังต่อไปนี้

1. ค่าการหารของพรีสเกลเลอร์
2. ช่วงความถี่ที่ใช้งาน โดยพรีสเกลเลอร์ซึ่งแต่ละตัวจะสามารถรองรับช่วงความถี่ได้ไม่เท่ากัน
3. ขนาดของสัญญาณอินพุต โดยพรีสเกลเลอร์จะสามารถหารความถี่ได้ถูกต้องเมื่อขนาดของอินพุตอยู่ในช่วงใช้งาน ถ้าน้อยเกินไปจะหารผิดหรือไม่หารเลย ในทางตรงข้ามหากสูงเกินไป อาจพังเสียหายได้

2.4.4 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์

วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 1



รูปที่ 2.35 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(S) = \frac{1}{ST + 1} \quad (2.103)$$

จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันแบบป้อนกลับ (Closed Loop Transfer Function) คือ

$$\begin{aligned} T(S) &= \frac{K_v(1/S\tau + 1)}{S + K_v(1/S\tau + 1)} \\ &= \left(\frac{K_v}{S(S\tau + 1) + K_v} \right) \\ &= \frac{K_v \tau}{S^2 + S/\tau + K_v/\tau} \end{aligned} \quad (2.104)$$

เทียบกับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐานของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน

$$T(S) = \frac{\omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.105)$$

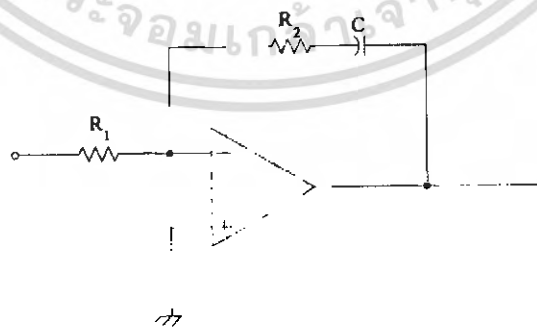
จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \omega_n^2 &= \frac{K_v}{\tau} \\ 2\xi\omega_n &= \frac{1}{\tau} \\ \xi &= \frac{1}{2\sqrt{\tau K_v}} \end{aligned} \quad (2.106)$$

เมื่อ ω_n = Natural Angular Frequency

ξ = Damping Factor

วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 2



รูปที่ 2.36 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 F(S) &= \frac{R_2 + \frac{1}{SC}}{R_1} \\
 &= \frac{SR_2C + 1}{SR_1C} \\
 &= \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1}
 \end{aligned} \tag{2.107}$$

จาก

$$\begin{aligned}
 T(S) &= \frac{K_V F(S)}{S + K_V F(S)} \\
 &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)/S\tau_1}{S + K_V (S\tau_2 + 1)/S\tau_1} \\
 &= \frac{K(S\tau_2 + 1)/\tau_1}{S^2 + K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} S + \frac{K_V}{\tau_1}}
 \end{aligned} \tag{2.108}$$

เทียบกับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันมาตรฐาน

$$T(S) = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \tag{2.109}$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 \omega_n^2 &= \frac{K_V}{\tau_1} \\
 2\xi\omega_n &= K_V \frac{\tau_2}{\tau_1} \\
 \xi &= \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K_V}{\tau_1}} \\
 &= \frac{\tau_2}{2} \omega_n
 \end{aligned} \tag{2.110}$$

ฉะนั้นสามารถปรับค่า ω_n และ ξ เป็นอิสระจากกันได้ ทำการตรวจสอบเสถียรภาพโดยใช้ Bode Plot จากฟังก์ชันการถ่ายโอนรูปแบบเปิด (Open-loop Transfer Function)

$$\begin{aligned}
 T'(S) &= \frac{K_V F(S)}{S} \\
 &= \frac{K_V (S\tau_2 + 1)}{S^2 \tau_1}
 \end{aligned} \tag{2.111}$$

แทน $S = j\omega$ จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T'(S) = \frac{2\xi \frac{S}{\omega_n} + 1}{\left(\frac{S}{\omega_n}\right)^2} \quad (2.112)$$

เมื่อ $\tau_1 = \frac{K_V}{\omega_n^2}$ และ $\tau_2 = \frac{2\xi}{\omega_n}$

$$|\tau'(j\omega)| = \frac{K_V}{\tau_1 \omega^2} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_2^2} \quad (2.113)$$

$$\left| \frac{\tau'(j\omega)}{\omega_n} \right| = \left(\frac{\omega_n}{\omega} \right)^2 \sqrt{1 + 4\xi^2 \left(\frac{\omega}{\omega_n} \right)^2}$$

พิจารณาเฟสจะได้ว่า

$$\phi\left(\frac{j\omega}{\omega_n}\right) = \tan^{-1}\left(2\xi \frac{\omega}{\omega_n}\right) - 180^\circ \quad (2.114)$$

กำหนดให้ $X = \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)$

$$|T'(jX)| = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.115)$$

$$\phi(jX) = \tan^{-1}(2\xi X) - 180^\circ \quad (2.116)$$

กำหนดหาค่า X ในกรณีที่ $\left|T'\left(\frac{j\omega_1}{\omega_n}\right)\right| = 1$

$$1 = \frac{1}{X^2} \sqrt{1 + 4\xi^2 X^2} \quad (2.117)$$

ยกกำลังสองแล้วจัดรูปใหม่

$$X^4 - 4\xi^2 X^2 - 1 = 0 \quad (2.118)$$

หารากคำตอบที่เป็นบวก

$$X = \frac{\omega_1}{\omega_n} = \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{(4\xi^4 + 1)}} \quad (2.119)$$

แทน X ลงในสมการ

$$\theta(jX) = \tan^{-1}\left(2\xi \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}}\right) \quad (2.120)$$

ได้ Phase margin

$$\begin{aligned} \theta_M(jX) &= \theta(jX) + 180^\circ \\ &= \tan^{-1}\left(2\xi \sqrt{2\xi^2 + \sqrt{4\xi^4 + 1}}\right) \end{aligned} \quad (2.121)$$

แบนด์วิดท์ -3 dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|T(j\omega)| = \frac{2\xi\omega_n S + \omega_n^2}{S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2} \quad (2.122)$$

$$|T(j\omega)| = \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2 \omega^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega^2}}$$

$$|T_B(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{(2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 + \omega_n^4}}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2}}$$

$$(\omega_n^2 - \omega_B^2)^2 + (2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 = 2(2\xi\omega_n)^2 \omega_B^2 + 2\omega_n^4$$

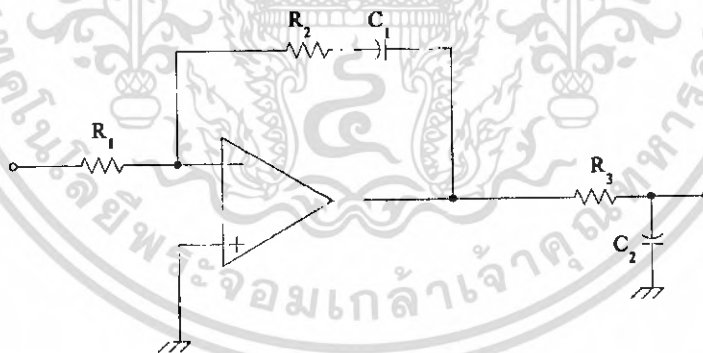
$$\omega_B^4 - (2\omega_n^2)\omega_B^2 + \omega_n^4 + (4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 = 2(4\xi^2\omega_n^2)\omega_B^2 + 2\omega_n^4$$

$$\omega_B^4 - (\omega_n^2)(2 + 4\xi^2)\omega_n^2 - \omega_n^4 = 0$$

$$\omega_B^2 = \frac{(2 + 4\xi^2)(\omega_n^2) \pm \sqrt{\omega_n^2(2 + 4\xi^2)^2 + 4\omega_n^4}}{2}$$

$$\omega_{\text{bandwidth}} = \omega_n \sqrt{(1 + 2\xi^2) \pm \sqrt{2 + 4\xi^2 + 4\xi^4}} \quad (2.123)$$

วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับ 3



รูปที่ 2.37 วงจรรูปฟิลเตอร์อันดับที่ 3

$$F(S) = \frac{S\tau_2 + 1}{S\tau_1} \frac{1}{S\tau_3 + 1} \quad (2.124)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} \tau_1 &= R_1 C_1 \\ \tau_2 &= R_2 C_2 \\ \tau_3 &= R_3 C_3 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันแบบรูปปิด (Closed-Loop Transfer Function)

$$\begin{aligned}
 T(S) &= \frac{K_v F(S)}{S + K_v F(S)} \\
 &= \frac{K_v (S\tau_2 + 1)}{S + \frac{K_v (S\tau_2 + 1)}{S\tau_1 (S\tau_3 + 1)}} \\
 &= \frac{K_v (S\tau_2 + 1)}{S(S\tau_1 (S\tau_3 + 1)) + K_v (S\tau_2 + 1)} \\
 &= \frac{K_v (S\tau_2 + 1)}{S^3 \tau_1 \tau_3 + S^2 \tau_1 + S K_v \tau_2 + K_v} \\
 &= K_v \left(\frac{\tau_2}{\tau_2 \tau_3} \right) \left(\frac{S + \frac{1}{\tau_2}}{S^3 + \frac{1}{\tau_3} S^2 + \frac{K_v \tau_2}{\tau_1 \tau_3} S + \frac{K_v}{\tau_1 \tau_3}} \right) \quad (2.125)
 \end{aligned}$$

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันแบบรูปเปิดคือ

$$\begin{aligned}
 T'(S) &= \frac{K_v F(S)}{S} \\
 &= \frac{K_v F(S\tau_2 + 1)}{S \cdot S\tau_1 (S\tau_3 + 1)} \quad (2.126)
 \end{aligned}$$

$$\phi(j\omega) = \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) - 180^\circ \quad (2.127)$$

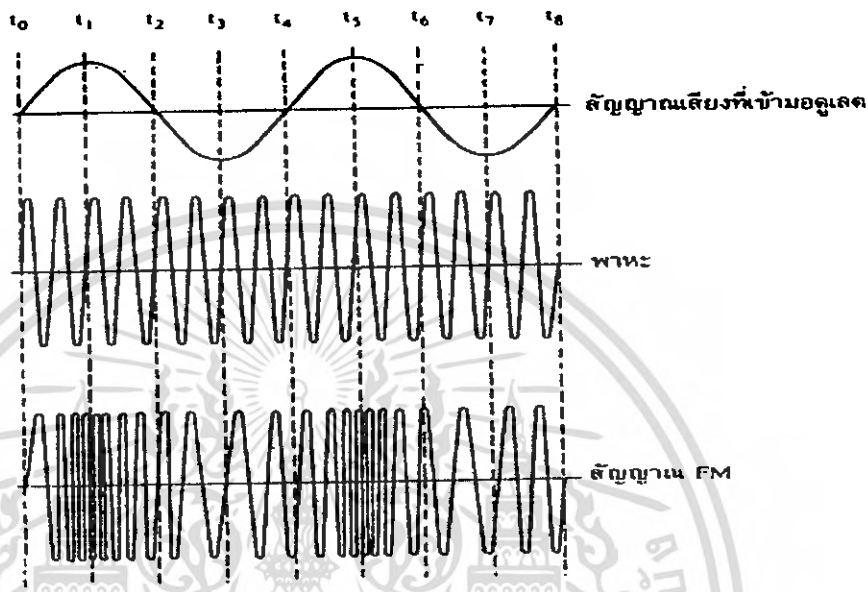
การหาเสถียรภาพโดยวิธี bode จะได้ส่วนเฟส (Phase Margin)

$$\begin{aligned}
 \phi_M(j\omega) &= \phi(j\omega) + 180^\circ \\
 &= \tan^{-1}(\tau_2 \omega) - \tan^{-1}(\tau_3 \omega) \quad (2.128)
 \end{aligned}$$

2.5 การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation : FM)

ในการมอดูเลตทางความถี่แอมพลิจูดของคลื่นพาหะจะไม่มีผลหรือไม่มีการเปลี่ยนแปลง แต่ความถี่ของคลื่นพาหะจะเกิดการเปลี่ยนแปลง โดยความถี่จะเกิดการเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามแอมพลิจูดของสัญญาณความถี่ที่นำมาผสม (Modulating Signal) ความถี่ของคลื่นพาหะขณะที่ยังไม่มีการผสมเรียกว่า “ ความถี่กึ่งกลาง (Center Frequency) ” เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณมอดูเลตมีขนาดเพิ่มขึ้นทางบวก จะทำให้ความถี่ของคลื่นพาหะเพิ่มขึ้นและถ้าขนาดของสัญญาณมอดูเลตลดลง ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะ

ลดลงจนกระทั่งสัญญาณมอดูเลตลดลงเป็นศูนย์ ความถี่ของคลื่นพาหะก็จะถึงความถี่กึ่งกลาง ในทำนองเดียวกันเมื่อสัญญาณที่ต้องการผสมเป็นลบ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาหะก็จะลดลงและความถี่ของคลื่นพาหะจะมีค่าต่ำสุดเมื่อสัญญาณมอดูเลตมีค่าขนาดลดลงถึงจุดต่ำสุด ความถี่คลื่นพาหะจะเป็นความถี่กึ่งกลางอีกครั้งก็ต่อเมื่อสัญญาณมอดูเลตผ่านครึ่งไซเคิลกลับไปถึงศูนย์



รูปที่ 2.38 สัญญาณเอฟเอ็ม

จะเห็นได้ว่าขนาดของคลื่นพาหะจะคงที่เสมอไม่ว่าสัญญาณเสียงจะเปลี่ยนแปลงอย่างไร ส่วนที่เปลี่ยนแปลงคือความถี่ของคลื่นพาหะเท่านั้น การเปลี่ยนแปลงของความถี่ตามความแรงของสัญญาณมอดูเลตนั้นเรียกว่า “การเบี่ยงเบนความถี่ (Frequency Deviation)” ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของความถี่พาหะมาก ค่าการเปลี่ยนแปลงความถี่จะมีค่าสูงเป็นอัตราส่วนโดยตรงต่อกัน นอกจากนี้สิ่งที่ควรทำความเข้าใจคือ การเปลี่ยนแปลงของแอมพลิจูดไปครบ 1 รอบ สัญญาณเอฟเอ็มก็จะเปลี่ยนตามไปครบ 1 รอบด้วย ถ้าค่าอัตราการเบี่ยงเบนสูงก็แสดงว่าความถี่ของสัญญาณมอดูเลตสูง ดังนั้นค่าอัตราการเบี่ยงเบนจึงขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของสัญญาณมอดูเลต สัญญาณมอดูเลต e_m จะไปเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาหะ

สมมติให้ความถี่พาหะเปลี่ยนไป ke_m กำหนดให้ k คือค่าคงที่ เรียกว่า “การเบี่ยงเบนความถี่คงที่ (Frequency Deviation Constant)” ดังนั้นความถี่พาหะชั่วคราว (Instantaneous Deviation Constant) ที่เปลี่ยนไปคือ

$$f_i = f_c + ke_m \tag{2.129}$$

f_c คือ ความถี่ของคลื่นพาหะที่ยังไม่มีการมอดูเลต ถ้า e_m เป็นคลื่นรูปไซน์ จะได้

$$e_m = E_m \sin \omega_m t \tag{2.130}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการ 2.129 ในสมการ 2.130 จะได้

$$f_i = f_c + kE_m \sin \omega_m t \quad (2.131)$$

ความถี่สูงสุดที่เปลี่ยนไปตามสัญญาณเสียงคือ

$$\Delta f = kE_m \quad (2.132)$$

ดังนั้นสมการ 2.131 จะกลายเป็น

$$f_i = f_c + \Delta f \sin \omega_m t \quad (2.133)$$

ให้คลื่นพาหะที่ยังไม่ได้มอดูเลต คือ คลื่นรูปไซน์

$$e_c = \sin(\omega_c t + \phi) \quad (2.134)$$

ความถี่เชิงมุมคงที่ (Constant Angular Velocity) $= \omega = 2\pi f_c$ มีหน่วยเป็นเรเดียน/วินาที และ ϕ คือ มุมเฟสคงที่ (Constant Phase Angle) มีหน่วยเป็นเรเดียน สมการทั่วไปของ 2.134 คือ

$$e_c = \sin \theta(t) \quad (2.135)$$

เมื่อความถี่เปลี่ยนไป เช่น ในกรณีของการมอดูเลตทางความถี่ ความถี่เชิงมุมชั่วขณะ (Instantaneous Angular Frequency)

$$\omega_i = 2\pi f_i = d\theta(t)/dt \quad (2.136)$$

อินทิเกรตสมการ 2.136 ตามเวลาจะได้

$$\theta(t) = \int \omega_i dt \quad (2.137)$$

ค่าของ f_i ชั่วขณะนี้จะมีความสัมพันธ์กับการมอดูเลตตามสมการ 2.133 ความถี่เชิงมุมคงที่ (ในกรณีที่ ยังไม่มีการมอดูเลต)

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int \omega_c dt \\ &= \omega_c t + \phi \end{aligned} \quad (2.138)$$

ϕ คือ ค่าคงที่ของการอินทิเกรต จะเห็นได้ว่าสมการที่ 2.135 ได้มาจากการแทนค่าของสมการ 2.138 ในสมการ 2.133 สำหรับการมอดูเลตคลื่นไซน์ แทนค่าสมการ 2.133 ในสมการ 2.137 จะได้

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \int 2\pi(f_c + \Delta f \sin \omega_m t) dt \\ &= \omega_c t - \{\Delta f / f_m\} \cos \omega_m t + \phi \end{aligned} \quad (2.139)$$

และ $\omega_m = 2\pi f_m$ คลื่นมอดูเลตไซน์สามารถหาได้จากการแทนค่าสมการ 2.139 ในสมการ 2.135 จะได้

$$e = \sin(\omega_c t - \{\Delta f / f_m\} \cos \omega_m t) \quad (2.140)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index) สำหรับการมอดูเลตทางความถี่คือ

$$m_f = \Delta f / f_m \quad (2.141)$$

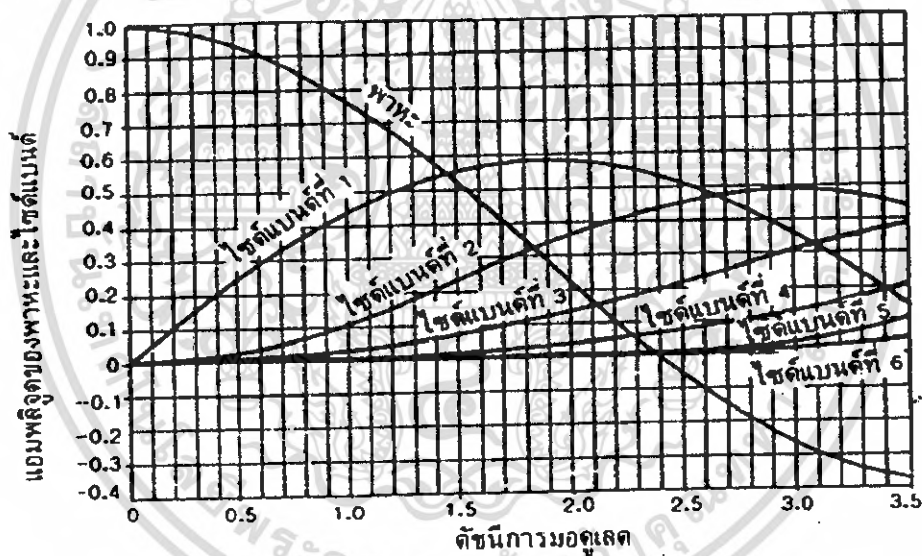
จากสมการ 2.140 จะได้

$$e = \sin(\omega_c t - m_f \cos \omega_m t) \quad (2.142)$$

สเปกตรัมจะประกอบด้วยคลื่นพาหะและฮาร์โมนิกข้างเคียงของความถี่มอดูเลต ความสูงของสเปกตรัมต่างๆ สามารถคำนวณได้จากฟังก์ชันของเบสเซล (Bessel's Function) จาก m_f คือดัชนีการมอดูเลตตามสมการ 2.141 และ n คือจำนวนความถี่ข้างเคียง และ $J_0(m_f)$ คือความสูงของคลื่นพาหะ

ถ้า $m_f = 0.5$ สเปกตรัมต่างๆ จะประกอบด้วย

คลื่นพาหะ (f_c)	$J_0(0.5) = 0.94$	
ความถี่ข้างเคียงตัวที่ 1 ($f_c \pm f_m$)	$J_1(0.5) = 0.24$	
ความถี่ข้างเคียงตัวที่ 2 ($f_c \pm 2f_m$)	$J_2(0.5) = 0.02$	



รูปที่ 2.39 แอมพลิจูดของคลื่นพาหะและไซด์แบนด์ของการมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม

สเปกตรัมตามค่าต่างๆ ของ m_f ดังรูปที่ 2.40 ในกรณีนี้ ช่องไฟของแต่ละสเปกตรัมจะห่างเท่ากับ ความถี่ของสัญญาณมอดูเลต (f_m) และช่วงกว้างคลื่น (Bandwidth) จะมีค่าเท่ากับ

$$B_{FM} = 2nf_m \quad (2.143)$$

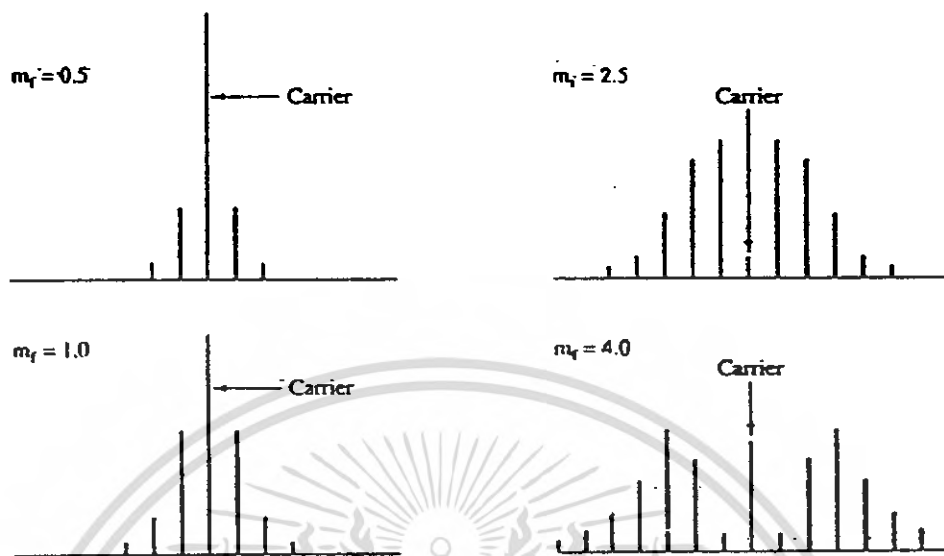
n คือ จำนวนความถี่ข้างเคียงที่ต้องการ

$$B_{FM} = 2(m_f + 1)f_m \quad (2.144)$$

แทนค่า m_f จากสมการ 2.141 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_{FM} = 2(\Delta f + f_m) \quad (2.145)$$



รูปที่ 2.40 สเปกตรัมของคลื่นมอดูเลตแบบเอฟเอ็ม เมื่อ $m_f = 0.5, 1.0, 2.5$ และ 4.0

ในการหาเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตจะให้ความสนใจทางด้านความถี่ โดยการตั้งมาตรฐานว่า ถ้าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปจนถึงค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนก็เรียกว่าครบ 100 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นสมมติว่า ค่าการเบี่ยงเบนทางความถี่สูงสุดเป็น 75 กิโลเฮิรตซ์และเมื่อป้อนสัญญาณมอดูเลตแล้ว ไม่มีการเบี่ยงเบนทางความถี่เพียง 37.5 กิโลเฮิรตซ์ ก็หาค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลตได้ $= (37.5/75) \cdot 100 = 50\%$

2.6 วงจรขยายสัญญาณอาร์เอฟขนาดเล็ก (Small Signal RF Amplifier)

2.6.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

คุณลักษณะภายในตัวทรานซิสเตอร์ที่อาจเปลี่ยนแปลงได้ตามอุณหภูมิคือ ΔV_{BE} และ $\Delta \beta$ จุดประสงค์ที่สำคัญในการไบอัสก็คือการลดอิทธิพลของอุณหภูมิที่มีผลต่อพารามิเตอร์ที่กล่าวไป เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิทำให้ V_{BE} ของทรานซิสเตอร์ลดลงในอัตราประมาณ $2.5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ จากอุณหภูมิห้องปกติคือ 0.7 V และเนื่องจาก V_{BE} ลดลงทำให้ I_C เพิ่มขึ้นและจะมีผลต่อค่าที่เราออกแบบไว้ (ค่าที่เรากำหนดตอนออกแบบคือ I_C และ V_{CE}) นี่คือนั่นที่เราจะต้องป้องกันมิให้เกิดขึ้น โวลเตจที่เปลี่ยนแปลงซึ่งขึ้นกับอุณหภูมิที่เราเรียกว่า ΔV_{BE} สิ่งที่เราจะนำมาลดผลกระทบของ ΔV_{BE} ก็คือ V_E การลดลงของ V_{BE} ซึ่งเกิดจากอุณหภูมิจะทำให้กระแสอิมิตเตอร์เพิ่มขึ้น V_E จึงเพิ่มขึ้นด้วยการเพิ่มขึ้นของ V_E จะทำให้เกิดการป้อนกลับแบบลบทำให้เกิดรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อของเบส - อิมิตเตอร์ ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จึงลดลงและเนื่องจากการลดลงของ V_{BE} จะถูกชดเชยโดยการเพิ่มขึ้นของ V_E ดังนั้นกระแสคอลเลกเตอร์จะเพิ่ม

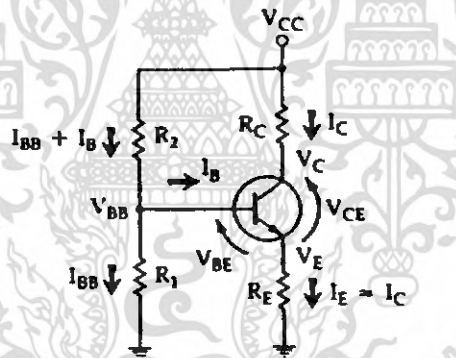
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นไม่มาก พิจารณาจากสมการ

$$\Delta I_C \approx -\frac{\Delta V_{BE} I_C}{V_E} \quad (2.146)$$

- โดยที่ ΔI_C คือ การเปลี่ยนแปลงของกระแสคอลเลกเตอร์
 I_C คือ กระแสคอลเลกเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง
 ΔV_{BE} คือ การเปลี่ยนแปลงของโวลเตจเบส - อิมิตเตอร์
 V_E คือ โวลเตจอิมิตเตอร์ที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

ถ้าหากเราออกแบบให้ V_E เป็น 20 เท่าของ ΔV_{BE} กระแสคอลเลกเตอร์จะเปลี่ยนแปลงเพียงแค่ 5% V_E ค่ามากกว่านี้ก็จะดีกว่าถ้าหากการออกแบบไม่ต้องคำนึงถึงจุดไบอัสที่เจาะจง แต่สิ่งที่เราต้องพิจารณาร่วมด้วยก็คือ ค่า V_E ที่มากจะทำให้สูญเสียกำลังงานมาก และยังทำให้แกนของสัญญาณเอซึลลดลงเพื่อไม่ให้แกนต่ำลงสามารถใช้ตัวเก็บประจุบายพาสคร่อม R_E แต่ว่าการสูญเสียกำลังงานก็ยังคงมีอยู่โดยทั่วไปสมมติให้วงจรขยายทำงานในที่อุณหภูมิเปลี่ยนแปลงไม่เกิน $\pm 50^\circ\text{C}$ เราจะได้ค่า V_E เท่ากับ 2.5 V ซึ่งจะให้ I_C เปลี่ยนแปลงเพียง $\pm 5\%$



รูปที่ 2.41 ตัวอย่างวงจรไบอัสทรานซิสเตอร์

2.6.2 การคำนวณวงจรรขยายโดยใช้เอสพารามิเตอร์ (S Parameter)

ค่าของเอสพารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณสามารถหาได้จากค่าดัชนีของทรานซิสเตอร์ที่ใช้ ณ จุดไบอัสที่เราออกแบบไว้

2.6.2.1 เสถียรภาพ (Stability)

ในการคำนวณเสถียรภาพของทรานซิสเตอร์ด้วยเอสพารามิเตอร์ขั้นแรกต้องคำนวณหาปริมาณ

D_S :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.147)$$

ค่าของเสถียรภาพ (K) หาได้จาก

$$K = \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|} \quad (2.148)$$

ถ้าค่า K มากกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะอันคอนดิชันแนลทีสเตเบิล (unconditionally stable) หมายความว่า ทรานซิสเตอร์จะมีเสถียรภาพทุกๆค่าอิมพีแดนซ์ของซอร์สและโหลด

ถ้าค่า K น้อยกว่า 1 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลทีอันสเตเบิล (potentially unstable) หมายความว่า จะมีบางค่าของซอร์สและโหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรรขยายเกิดการออสซิลเลต แต่ไม่ได้หมายความว่า จะใช้ทรานซิสเตอร์ไม่ได้เพียงแต่ต้องใช้ความระมัดระวังในการออกแบบ มีหลายวิธีเช่น เลือกจุดไบอัสทรานซิสเตอร์ใหม่, ใช้ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น เป็นต้น

2.6.2.2 ค่าการขยายสูงสุด (Maximum Available Gain : MAG)

เป็นแกนสูงสุดที่สามารถขยายได้ สามารถหาได้โดย

$$\text{MAG} = 10 \log \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (\text{dB}) \quad (2.149)$$

ในการหา MAG ค่า K ต้องมีค่ามากกว่า 1 มิฉะนั้นจะไม่สามารถหาค่าได้

2.6.2.3 การคอนจูเกตแมตช์ซิง (Simultaneous Conjugate Match)

เป็นการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนโหลด-ซอร์สของวงจรรขยาย (load-source reflection coefficient) เพื่อใช้ในการแมตช์ซิงอิมพีแดนซ์กับวงจรรอื่น ๆ ซึ่งคำนวณตามขั้นตอนดังนี้

- 1) หาค่า C_2 : $C_2 = S_{22} - (D_S S_{11}^*)$
- 2) หาค่า B_2 : $B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |D_S|^2$
- 3) เราจะได้อำนาจขนาด (Magnitude) ของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดจาก

$$|\Gamma_L| = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2|C_2|} \quad (2.150)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- จะใช้เครื่องหมาย + หรือ - พิจารณาโดยใช้ค่าตรงกันข้ามกับเครื่องหมายของ B_2
- มุมของสัมประสิทธิ์การสะท้อนของโหลดใช้ค่าของมุมของ C_2 โดยใช้เครื่องหมายตรงกันข้าม

2.6.2.4 สัมประสิทธิ์การสะท้อนของซอร์ส (source reflection coefficient)

$$\Gamma_S = \left[S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - (\Gamma_L \cdot S_{22})} \right]^* \quad (2.151)$$

นำค่า Γ_S ที่ได้ไปหาอินพุตอิมพีแดนซ์และ Γ_L ไปหาเอาต์พุตอิมพีแดนซ์เพื่อนำไปสร้างวงจรแมตซ์อิมพีแดนซ์โดยอินพุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{in} = Z_S \times 50 \quad (2.152)$$

โดย
$$Z_S = \left[\frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S} \right]$$

และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์หาจาก

$$Z_{out} = Z_L \times 50 \quad (2.153)$$

โดย
$$Z_L = \left[\frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} \right]$$

2.6.2.5 การคำนวณโดยกำหนดค่าเกนใดๆ (Design for a Specified Gain)

เป็นการออกแบบโดยกำหนดค่าเกนใด ๆ ซึ่งคำนวณโดยการหาวงกลมซึ่งมีเกนคงที่ (constant gain circle) โดยพล็อตลงบนสมิทซ์ชาร์ทซึ่งสามารถคำนวณได้จาก

1. หาค่า D_S :

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (2.154)$$

2. หาค่า D_2 :

$$D_2 = |S_{22}|^2 - |D_S|^2 \quad (2.155)$$

3. หาค่า C_2 :

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^* \quad (2.156)$$

4. หาค่า G :

$$G = \frac{\text{Gain desired (absolute)}}{|S_{21}|^2} \quad (2.157)$$

5. จุดศูนย์กลางของวงกลมซึ่งมีเกนคงที่คือ

$$r_o = \frac{GC_2^*}{1 + D_2G} \quad (2.158)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. รัศมีของวงกลมที่มีแกนคงที่คือ

$$P_o = \frac{\sqrt{1 - 2K |S_{12}S_{21}|G + |S_{12}S_{21}|^2 G^2}}{1 + D_2G} \quad (2.159)$$

นำค่าที่ได้ไปวาดวงกลมลงบนสมิทซ์ชาร์ทซึ่งค่าของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ที่จะทำให้ได้แกนตามต้องการจะต้องอยู่บนเส้นรอบวงของวงกลมนี้เท่านั้น เมื่อได้ค่าของ Γ_L แล้วก็จะได้ค่า Γ_S ซึ่งนำค่าต่างๆ ที่ได้นี้ไปสร้างวงจรแมตจิ่งอิมพีแดนซ์ต่อไป

2.6.2.6 วงกลมเสถียรภาพ (Stability Circles)

ในการคำนวณทรานซิสเตอร์ซึ่งอยู่ในสถานะโพเทนเชียลอินสแตบิลิตี้ (ค่า K น้อยกว่า 1) จำเป็นต้องหาวงกลมเสถียรภาพของอินพุต (input stability circle) และวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต (output stability circle) เพื่อใช้ในการหาค่า Γ_S และ Γ_L ที่เหมาะสมต่อไป ขั้นตอนการหาค่าวงกลมเสถียรภาพมีดังนี้

1. หาค่า D_S

2. หาค่า C_1 :

$$C_1 = S_{11} - D_S S_{22}^* \quad (2.160)$$

3. หาค่า C_2 :

$$C_2 = S_{22} - D_S S_{11}^* \quad (2.161)$$

4. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$r_{S1} = \frac{C_1^*}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \quad (2.162)$$

5. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของอินพุต

$$P_{S1} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D_S|^2} \right| \quad (2.163)$$

6. หาจุดศูนย์กลางของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$r_{S2} = \frac{C_2^*}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \quad (2.164)$$

7. หารัศมีของวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุต

$$P_{S2} = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |D_S|^2} \right| \quad (2.165)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3. อิมพีแดนซ์แมตชิ่ง (Impedance Matching)

เมื่อเราคำนวณได้ค่าอินพุตอิมพีแดนซ์และเอาต์พุตอิมพีแดนซ์แล้ว เราต้องคำนวณวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์เพื่อให้ได้การส่งกำลังงานที่มากที่สุด (Maximum power transfer) เราสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1} \quad (2.166)$$

$$Q_S = \frac{X_S}{R_S} \quad (2.167)$$

$$Q_P = \frac{R_P}{X_P} \quad (2.168)$$

โดยที่ Q_S คือ ค่า Q ของส่วนอนุกรม

Q_P คือ ค่า Q ของส่วนขนาน

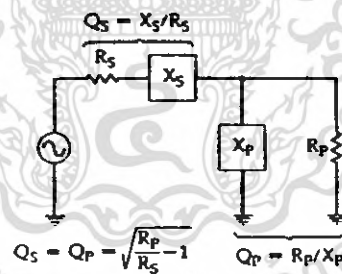
R_P คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาขนาน

X_P คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาขนาน

R_S คือ ค่าของความต้านทานที่นำมาอนุกรม

X_S คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่นำมาอนุกรม

ซึ่งค่าของ X_P และ X_S อาจเป็นได้ทั้งคาปาซิทีฟและอินดักทีฟ



รูปที่ 2.42 การแมตชิ่งอิมพีแดนซ์

ตัวอย่างเช่น ให้ออกแบบวงจรแมตชิ่งอิมพีแดนซ์ระหว่างความต้านทานของซอร์ส 100Ω กับความต้านทานของโหลด 1000Ω ที่ความถี่ 100 เมกะเฮิรตซ์

วิธีทำ
$$Q_S = Q_P = \sqrt{\frac{1000}{100} - 1} = \sqrt{9} = 3$$

จากสมการ
$$Q_S = \frac{X_S}{R_S}$$

$$X_S = Q_S R_S = 300 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ $Q_p = \frac{R_p}{X_p}$

$$X_p = \frac{R_p}{Q_p} = 333 \ \Omega$$

เราเลือกให้ X_s เป็นอินดักทีฟและ X_p เป็นคาปาซิทีฟเนื่องจากค่านวมที่ 100 เมกะเฮิรตซ์ จะได้

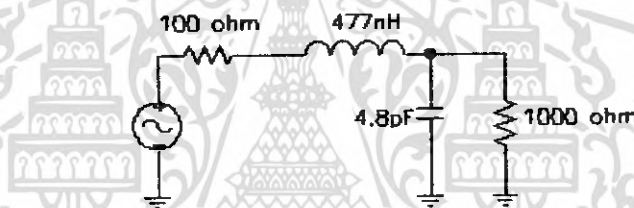
$$L = \frac{X_s}{\omega} = \frac{300}{2\pi(100 \times 10^6)}$$

$$= 477 \text{ nH}$$

$$C = \frac{1}{\omega X_p} = \frac{1}{2\pi(100 \times 10^6)(333)}$$

$$= 4.8 \text{ pF}$$

นำค่าต่างๆ ที่ได้ไปสร้างวงจรได้ดังรูปที่ 2.43



รูปที่ 2.43 วงจรแมตซ์ชิงอิมพีแดนซ์จากตัวอย่าง

2.7 วงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)

2.7.1 การไบอัสทรานซิสเตอร์

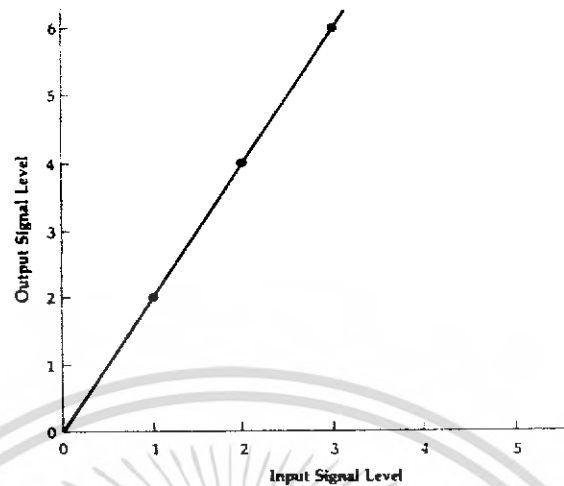
ชนิดของการไบอัสได้นำมาประยุกต์ใช้กับทรานซิสเตอร์ขยายกำลังและถูกกำหนดโดยชนิดของแอมพลิฟายเออร์ซึ่งขึ้นอยู่กับผู้ออกแบบ วงจรขยายมีคลาสต่างๆมากมายให้ผู้ออกแบบเลือกและการจะจงกลาสสำหรับการออกแบบนั้นขึ้นอยู่กับการทำงาน

2.7.2 วงจรขยายแบบคลาสเอและความเป็นเชิงเส้น

คลาสเอเป็นวงจรขยายที่ให้คำจำกัดความได้ว่าเป็นวงจรขยายที่ถูกไบอัสเพื่อให้กระแสเอาต์พุตไหลได้ตลอดเวลา ดังนั้นการขับระดับสัญญาณอินพุตเพื่อขยายสัญญาณ โดยที่ทรานซิสเตอร์ยังไม่คัทออฟคือการทำให้ทรานซิสเตอร์นำสัญญาณได้เต็มรูปคลื่น วงจรขยายคลาสเอเป็นวงจรที่มีความเป็นเชิงเส้นที่สุดในชนิดของวงจรขยายทั้งหมด ความเป็นเชิงเส้นจะทำให้การวัดง่ายขึ้นและทำให้สัญญาณเอาต์พุตมีความคล้ายคลึงกับสัญญาณอินพุต วงจรขยายเชิงเส้นเป็นวงจรหนึ่งที่สัญญาณเอาต์พุตเป็นอัตราส่วนกับสัญญาณอินพุตซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.44 สังเกตได้ว่าในกรณีนี้ระดับสัญญาณเอาต์พุตจะเป็น 2 เท่าของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระดับสัญญาณอินพุตและความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนจากเอาต์พุตกับอินพุตจะเป็นเส้นตรง



รูปที่ 2.44 คุณสมบัติฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรขยายสัญญาณเชิงเส้น

ไม่มีทรานซิสเตอร์ที่มีความเป็นเชิงเส้นสมบูรณ์ ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายจึงไม่เหมือนกับสัญญาณอินพุตทุกประการ โดยองค์ประกอบที่ผิดพลาดนั้นจะอยู่ในรูปของฮาร์โมนิกอยู่เสมอ หรือที่เรียกว่าความผิดเพี้ยนชนิดอินเตอร์มอดูเลชัน (Intermodulation Distortion: : IMD) ความไม่เป็นเชิงเส้นของทรานซิสเตอร์นี้จะทำให้ความสัมพันธ์ของฟังก์ชันถ่ายโอนมีความเป็นเชิงเส้นในช่วงสั้นๆ ดังในรูปที่ 2.45(A) ความผิดเพี้ยนจะเป็นสาเหตุให้สัญญาณอินพุตของวงจรขยายเป็นดังรูปที่ 2.45(B) สังเกตได้ว่าช่วงที่ราบเรียบที่สุดของสัญญาณเอาต์พุตจะเกิดขึ้นเนื่องจากฮาร์โมนิกที่ 2 ที่ถูกสร้างขึ้นโดยวงจรขยายซึ่งความผิดเพี้ยนชนิดนี้ถูกเรียกว่าฮาร์โมนิกดิสทอร์ชัน (harmonic distortion) สามารถแสดงได้ดังนี้

$$V_{out} = AV_{in} + BV_{in}^2 + CV_{in}^3 + \dots \quad (2.169)$$

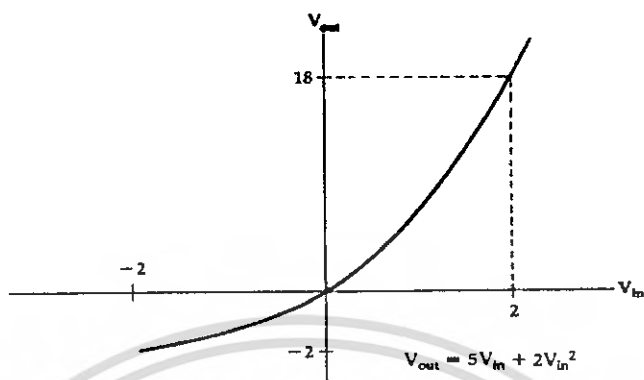
เทอมที่ 2 ของสมการที่ 2.169 รู้จักกันดีว่าเป็นฮาร์โมนิกที่ 2 หรือความผิดเพี้ยนอันดับที่ 2 ส่วนเทอมที่ 3 ถูกเรียกว่าฮาร์โมนิกที่ 3 หรือความผิดเพี้ยนอันดับที่ 3 แน่นอนว่าวงจรขยายเชิงเส้นที่สมบูรณ์แบบนั้นจะไม่ผลิตสัญญาณที่ผิดเพี้ยนอันดับที่ 2,3 หรือลำดับที่สูงๆออกมา

สังเกตในรูปที่ 2.45 ซึ่งฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรขยายจะได้ว่า

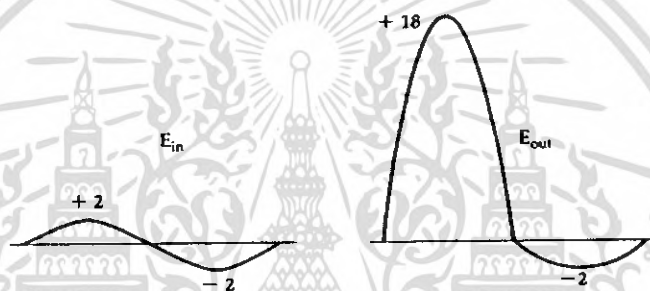
$$V_{out} = 5V_{in} + 2V_{in}^2 \quad (2.170)$$

ซึ่งองค์ประกอบของความผิดเพี้ยนอันดับที่ 2 เพิ่มขึ้นเป็นกำลัง 2 ของสัญญาณอินพุต ดังนั้นการเพิ่มขึ้นของระดับสัญญาณอินพุตซึ่ง องค์ประกอบอันดับที่ 2 จะเพิ่มขึ้นเร็วมาก และเร็วกว่าองค์ประกอบพื้นฐานในสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งในที่สุดขนาดขององค์ประกอบอันดับที่ 2 ในสัญญาณเอาต์พุตจะเท่ากับขนาดของสัญญาณพื้นฐาน ผลที่เกิดขึ้นนี้แสดงได้ดังกราฟรูปที่ 2.46 โดยจุดที่องค์ประกอบอันดับที่ 2 และอันดับที่ 1

ของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าเท่ากับถูกเรียกว่า “จุดตัดอันดับที่ 2” ในกรณีนี้เทอมอันดับที่ 3 ถูกพล็อตตามอัตราขยายพื้นฐานของวงจรขยาย



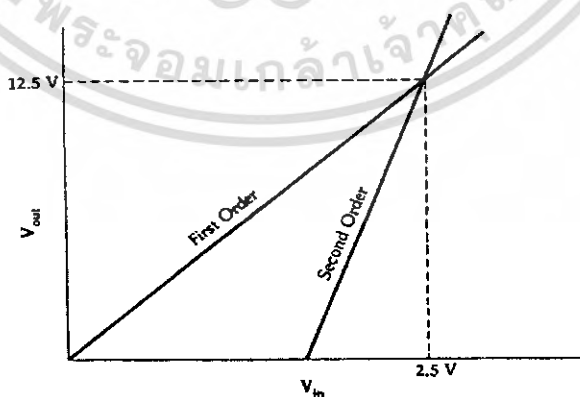
(A)



(B)

รูปที่ 2.45 คุณสมบัติของวงจรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น

- (A) คุณสมบัติของฟังก์ชันถ่ายโอน
- (B) ผลลัพธ์ของรูปคลื่น



รูปที่ 2.46 จุดตัดอันดับที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปแบบนี้จุดตัดขององค์ประกอบอันดับที่ 3 ของวงจรรขยายถูกใช้ในฐานะที่เป็นฟิกเกอร์ออฟเมริท (figure of merit) ซึ่งจุดตัดที่สูงกว่าจะเป็นวงจรรขยายที่ดีกว่า คือสามารถขยายสัญญาณได้ขนาดใหญ่กว่า เมื่อสัญญาณอินพุตมีตั้งแต่ 2 สัญญาณขึ้นไป องค์ประกอบของอินเตอร์มอดูเลชันอันดับที่ 2,3 หรือสูงกว่า เป็นสาเหตุทำให้เกิดการรวมผลลัพท์หรือความแตกต่างของผลลัพท์ของแต่ละสัญญาณอินพุตพื้นฐานและฮาร์โมนิกที่เกี่ยวข้องของมัน ตัวอย่างเช่น เมื่อมีสัญญาณขาขงขอยคดลที่สมบูรณัแบบ ณ ความถี่ f_1 และ f_2 คืออินพุตของวงจรรขยายที่ไม่เป็นเชิงเส้น คามองค์ประกอบของสัญญาณเอาต์พุตจะมีผลดังนี้

$$\begin{aligned} \text{ความถี่พื้นฐาน} &: f_1, f_2 \\ \text{อันดับที่ 2} &: 2f_1, 2f_2, f_1 + f_2, f_1 - f_2 \\ \text{อันดับที่ 3} &: 3f_1, 3f_2, 2f_1 \pm f_2, 2f_2 \pm f_1 \\ &+ \text{เทอมอันดับที่สูงขึ้น} \end{aligned}$$

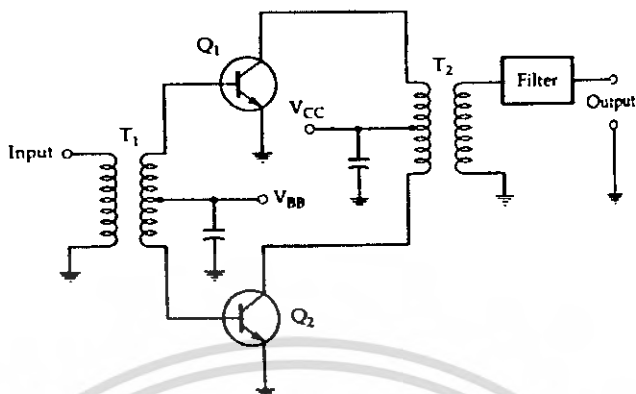
ภายใต้การปฏิบัติงานโดยทั่วไปของวงจร เทอมในอันดับที่ 2,3 หรืออันดับที่สูงกว่าจะมีระดับสัญญาณเล็กมากกว่าองค์ประกอบของสัญญาณพื้นฐาน และในแกนของเวลาจะถูกพบในรูปแบบของความคิดเพี้ยน

ข้อสังเกต ถ้า f_1 และ f_2 เป็นความถี่ที่ใกล้กันมาก จะเห็นได้ว่าเทอมของ $2f_1 \pm f_2$ และ $2f_2 \pm f_1$ จะยังมีค่าเข้าใกล้เทอมของความถี่พื้นฐานทั้ง 2 ตัว นอกจากนี้ผลจากความคิดเพี้ยนจากฮาร์โมนิกที่ 3 จะมีผลด้วย ดังนั้นเป็นการยากยิ่งขึ้นในการจะกำจัดโดยการกรองเพียงครั้งเดียว โดยที่มันจะสร้างความคิดเพี้ยนขึ้นภายในวงจรรขยายนั่นเอง ความต้องการของการไบอัสสำหรับวงจรรขยายกำลังคลาสเอกล้ายคลึงกับวงจรรขยายสัญญาณขนาดเล็ก โดยความแตกต่างระหว่างวงจรรขยายกำลังคลาสเอกล้ายคลึงกับวงจรรขยายสัญญาณขนาดเล็กแทบจะไม่มีเลย ซึ่งวัตถุประสงค์ในทางปฏิบัติทั้งสองแบบมีผลลัพท์ที่เท่ากันยกเว้นระดับสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

2.7.3 วงจรรขยายแบบคลาสบี

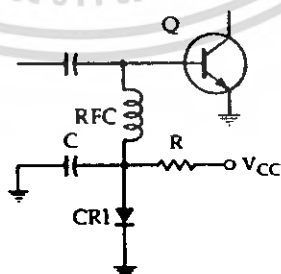
วงจรรขยายคลาสบี คือ วงจรที่ทรานซิสเตอร์มีมุมนำสัญญาณประมาณ 180° ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะนำสัญญาณเพียงแค่ครึ่งคาบเท่านั้น ทั้งครึ่งซีกบวกและครึ่งซีกลบและนี่ก็คือรูปแบบการนำดีซีมาไบอัสเพื่อนำไปใช้กับทรานซิสเตอร์ให้ทำงานแบบคลาสบี วงจรรขยายคลาสบีมีประสิทธิภาพมากกว่าวงจรรขยายคลาสเอ (70% และ 50%) อย่างไรก็ตามวงจรรขยายคลาสบีนี้มีความเป็นเชิงเส้นน้อยมากดังนั้นวงจรรขยายคลาสบีจะผลิตฮาร์โมนิกคิสเตอร์ชันเพียงเล็กน้อยและจะถูกกรองจากสัญญาณที่ถูกขยาย ส่วนมากรูปร่างโดยทั่วไปของวงจรรขยายคลาสบีคือเป็นแบบพุช-พูล ดังรูปที่ 2.47 ในรูปแบบนี้ทรานซิสเตอร์ Q_1 นำสัญญาณระหว่างครึ่งซีกบวกของสัญญาณอินพุต ขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q_2 นำสัญญาณระหว่างครึ่งซีกลบ ในรูปแบบนี้สัญญาณอินพุตทั้งหมดจะถูกจำลองออกมาที่เซคันดารีรีของทรานส์ฟอร์มเมอร์ T_2 ดังนั้นทั้ง Q_1 และ Q_2 จะไม่ผลิตโดยตัวมันเองแต่จะใช้การขยายสัญญาณที่มีรูปร่างเหมือนสัญญาณอินพุตแทนที่สัญญาณจะถูกแบ่งครึ่งโดยแต่ละครึ่งจะถูกขยายและนำมารวมกันใหม่ที่เอาต์พุต แน่แน่นอนว่าทรานซิสเตอร์

เพียงตัวเดียวอาจจะถูกใช้ในรูปแบบของคลาสบี ที่ซึ่งเราต้องการคือวงจรเรโซแนนซ์ต้องถูกแทนใน
โครงข่ายเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์เพื่อจำลองอีกครั้งหนึ่งของสัญญาณอินพุต



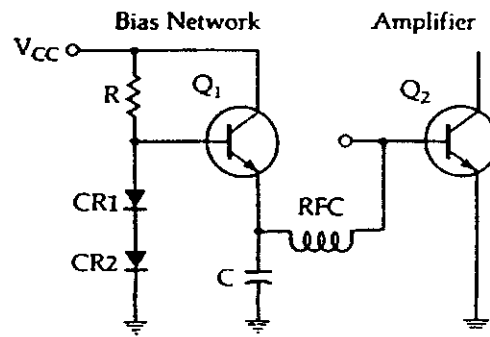
รูปที่ 2.47 วงจรขยายคลาสบีแบบพุช-พูล

มีหลายวิธีสำหรับการไบอัสทรานซิสเตอร์สำหรับการทำงานของวงจรขยายคลาสบี วิธีหนึ่ง
ที่ถูกใช้อย่างกว้างขวางแสดงในรูป 2.48 วิธีนี้ง่ายต่อการกำหนดไบอัสโวลต์ตรง (0.7V) บนทรานซิสเตอร์
การใช้ซิลิกอนไดโอดนั้นบ่อยครั้งที่ไดโอดถูกเพิ่มเข้าไปในทรานซิสเตอร์โดยที่มันจะช่วยป้องกัน
เทอร์มอลนอยส์ (thermal noise) ซึ่งเป็นปัญหาที่เกิดขึ้นบ่อยกับการไบอัสอย่างไม่ถูกต้องของวงจรขยาย
กำลัง บ่อยครั้งที่ไดโอด CR1 ทำหน้าที่หนักๆหลายอย่างเนื่องจากค่าของความต้านทานถูกนำมาใช้บ่อยๆ
เพื่อว่ากระแสที่ผ่าน CR1 จะค่อนข้างสูง ความแน่นอนนี้ทำให้การไบอัสทรานซิสเตอร์คงที่ ทางเลือก
ของเครือข่ายการไบอัสแสดงดังรูปที่ 2.49 แสดงไดโอดซิลิกอน 2 ตัวโดยการต่อฟอร์เวิร์ดไบอัส
(forward bias) แบบอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (emitter-follower) ซึ่งถูกใช้เป็นตัวขยายกระแส (current
amplifier) โดยโวลต์ตรงที่ขาอิมิตเตอร์ของ Q_1 ดังนั้นที่เบสของ Q_2 จะยังเป็น 0.7V เนื่องจาก V_{BE} ที่ตก
คร่อมทรานซิสเตอร์ Q_1 ไซ้กและตัวเก็บประจุแสดงได้ดังรูปที่ 2.48 และ 2.49 ใช้ป้องกันการไหลของ
สัญญาณความถี่วิทยุไม่ให้เข้าไปยังวงจรที่ไบอัสแล้ว



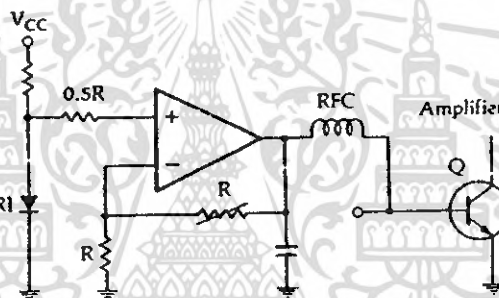
รูปที่ 2.48 การไบอัสอย่างง่ายโดยใช้ไดโอดของวงจรขยายคลาสบี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.49 การไบอัสแบบอิมิตเตอร์พอลโลเวอร์ของวงจรขยายคลาสบี

และยังมีการ ไบอัสแบบอื่นๆ สำหรับคลาสบีที่แสดงในรูป 2.50 ซึ่งเป็นการ ไบอัสโวลต์แดงที่ทำให้เกิดค่าหลายค่าเพื่อว่าจะ ได้ผลที่ดีที่สุดถูกค้นพบสำหรับ IMD performance



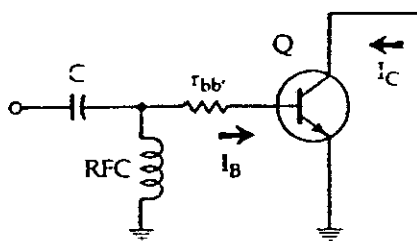
รูปที่ 2.50 การใช้ไดโอดเชื่อมในการ ไบอัสของวงจรขยายคลาสบี

ควรระวังในการเตรียมการ ไบอัสทั้ง 3 แบบเพื่อจะแน่ใจได้ว่า RFC คือ ไซ้กที่ค่า Q สำหรับการทำงานที่ดีที่สุด

2.7.4 วงจรขยายแบบคลาสซี

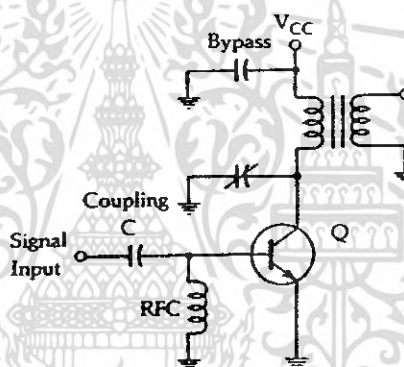
วงจรขยายกำลังคลาสซี คือ วงจรที่ทรานซิสเตอร์มีมุมนำสัญญาณน้อยกว่า 180° ทรานซิสเตอร์ซึ่งถูกไบอัสภายใต้ภาวะคงที่และไม่มีกระแสไหลในขาคอลเลกเตอร์ ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ที่ไม่มีตำแหน่งกัทอพอที่แน่นอน ความเป็นเชิงเส้นของวงจรขยายคลาสซีคือจุดที่ค้อยที่สุดของวงจรขยายชนิดต่างๆ โดยประสิทธิภาพของวงจรขยายคลาสซีสามารถทำได้ถึง 85% ซึ่งคิดว่าทั้งวงจรขยายคลาสเอและคลาสบีเพื่อที่จะไบอัสทรานซิสเตอร์สำหรับการทำงานของคลาสซี รีเวอร์สไบอัส (Reverse Bias) คือสิ่งที่จำเป็นระหว่างขาเบสและขาอิมิตเตอร์ การไบอัสภายนอกไม่ได้ถูกต้องเสมอไป อย่างไรก็ตามเพราะว่ามันเป็นไปได้ในการบังคับให้ทรานซิสเตอร์ไบอัสตัวเอง ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.51 การไบอัสตัวเองของวงจรขยายคลาสซี

ถ้าเบสของทรานซิสเตอร์ต่อลงกราวด์โดยผ่าน RFC กระแสเบสจะไหลผ่านความต้านทานภายใน ($r_{bb'}$) ซึ่งมีแนวโน้มที่จะรีเวอร์สไบอัสของรอยต่อ BE (BE junction) นี่เป็นผลที่ถูกต้องที่จะทำให้สำเร็จ แน่ใจว่ามันเป็นไปได้ที่จะเตรียมแหล่งกำเนิดไฟตรงภายนอกและการรีเวิร์สไบอัสที่รอยต่อ แต่เป็นที่น่ากังวลใจกับเวลาที่สูญเสียและความสิ้นเปลืองถ้าทรานซิสเตอร์จะให้ทุกสิ่งที่ต้องการ รูปที่ 2.52 แสดงการไบอัสวงจรรขยายคลาสซี



รูปที่ 2.52 วงจรแสดงการไบอัสตัวเองของวงจรรขยายคลาสซี

2.7.5 การออกแบบวงจรรขยายกำลัง

ออฟติ멈โหลดเดกเตอร์โวลครีซิสแตนซ์ (Optimum Collector Load Resistance)

การที่ไม่มีข้อมูลของความต้านทานเอาต์พุตที่ขั้วคอลเลกเตอร์ในคาต้าชีท กลายเป็นสิ่งจำเป็นสำหรับผู้ออกแบบเพื่อที่จะสามารถคำนวณได้ง่ายมากขึ้นในการหาค่าออฟติ멈โวลครีซิสแตนซ์ (optimum load resistance) สำหรับทรานซิสเตอร์ค่านี้ของโวลครีซิสแตนซ์ ขึ้นอยู่กับระดับกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ สามารถแสดงได้ดังนี้

$$R_L = \frac{(V_{CC} - V_{sat})^2}{2P} \quad (2.171)$$

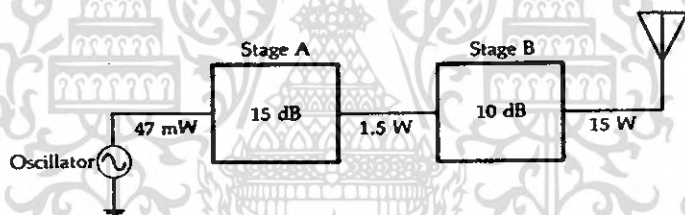
โดยที่ V_{CC} = แหล่งกำเนิดแรงดัน
 V_{sat} = แรงดันอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์
 P = ระดับกำลังงานเอาต์พุตที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สังเกตได้ว่าสมการที่ 2.171 จะสามารถหาค่าได้แต่โหลดรีซิสแตนซ์ (load resistance) เท่านั้นซึ่งมันไม่ได้แสดงค่าหลายอย่างเกี่ยวกับอัตราส่วนของคาร์แอกทิฟของโหลด ซึ่งในคาตาลีทผู้ผลิตจะจัดหาค่าของชัณฑ์เอาต์พุตรีซิสแตนซ์ (shunt output resistance) ซึ่งตรงกันข้ามกับความถี่สำหรับทรานซิสเตอร์งานของผู้ออกแบบคือจัดหาโหลดสำหรับทรานซิสเตอร์ซึ่งสามารถซึมซับพาราซิติกคาปาซิแตนซ์ (parasitic capacitance) เพื่อว่าทรานซิสเตอร์จะสามารถทำงานได้เหมาะสมกับโหลดของมัน ฟังระลึกไว้เสมอว่าถ้าเอาต์พุตรีซิสแตนซ์ไม่มีในคาตาลีทการคำนวณ R_L จะสามารถทำได้ง่ายขึ้น โดยใช้สมการ (2.171) การคำนวณในครั้งนี้ทำให้เอาต์พุตแมตซ์เนตเวิร์กคือโหลด 50Ω ถูกเปลี่ยนไปในรูปอิมพีแดนซ์ที่ทรานซิสเตอร์จะสามารถมองเห็นได้ง่ายหากรู้พาวเวอร์เอาต์พุต

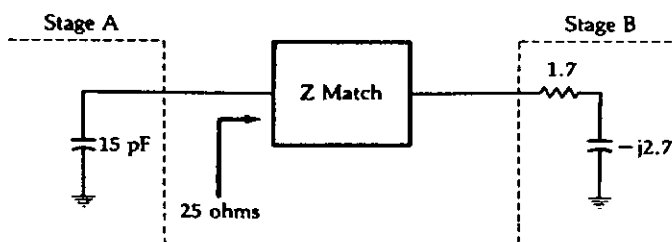
วงจรถับกำลังและการแมตซ์หลายสเตจ (Driver Amplifier and Interstage Matching)

รูปแบบของการกระจายอัตราขยายสามารถแสดงได้ดังรูป 2.53 สังเกตได้ว่าระดับความต้องการของพาวเวอร์เอาต์พุตจากวงจรขยายอันดับสุดท้ายคือ 15 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์สเตจสุดท้ายถูกเลือกให้ปฏิบัติงานโดยมีอัตราขยาย 10 dB และ สเตจก่อนหน้านี้นี้ทำการขยายกำลังได้ถึง 1.5 วัตต์ โดยทรานซิสเตอร์ทำการขยายได้ถึง 15 dB สัญญาณจากแหล่งกำเนิดซึ่งเป็นสิ่งจำเป็น ดังนั้นกำลังของสัญญาณ 47 มิลลิวัตต์นั้นเป็นความสามารถในการขับเคลื่อนกำลังจากภายในตัวออสซิลเลเตอร์เอง



รูปที่ 2.53 ระบบการขับสัญญาณในการส่งกำลัง 15 วัตต์

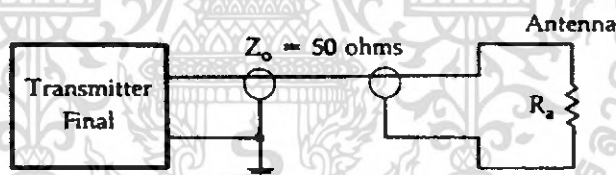
การตรวจสอบการแมตซ์กันระหว่างสเตจของสเตจเอและสเตจบี บ่อยครั้งที่เกี่ยวข้องกับวงจรขยายกำลังนั้นคือความไม่ชัดเจนหรือค่าอิมพีแดนซ์ที่ไม่แมตซ์กันซึ่งเกิดขึ้นระหว่างวงจรถ่ายกำลังและโหลดของวงจร อิมพีแดนซ์แมตซ์ซึ่งที่ถูกต้องสำหรับวงจรถ่ายซึ่งเกี่ยวกับโหลดของทรานซิสเตอร์โดยจะมีค่าคอนจูเกตที่ซับซ้อนของเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ การออกแบบวงจรถ่ายกำลังนั้นเราสนใจในโหลดรีซิสแตนซ์ของทรานซิสเตอร์เพื่อที่จะกระจายอัตราขยายกำลังของแต่ละสเตจ นี่เป็นเรื่องที่ง่ายต่อการออกแบบซึ่งในรูปที่ 2.54 จะอธิบายตรงจุดนี้โดยสมมติว่าทรานซิสเตอร์ของสเตจบีมีอินพุตอิมพีแดนซ์ คือ $Z = 1.7 - j 2.7 \Omega$ และทำการสมมติสเตจเอด้วยเพื่อที่จะทำให้ได้กำลังขับ 1.5 วัตต์ซึ่งเป็นการต้องการของโหลดรีซิสแตนซ์ 25Ω บทบาทของอิมพีแดนซ์แมตซ์เนตเวิร์ก (Impedance matching network) นั่นคือการถ่ายโอนจากอินพุตอิมพีแดนซ์ระดับต่ำ (Low-input impedance) จากสเตจบีขึ้นไปยังระดับ 25Ω ที่สเตจเอต้องการ นอกจากนี้การแมตซ์เนตเวิร์กต้องทำการเรโซแนนซ์กับเอาต์พุตคาปาซิแตนซ์ที่ 15 pF ของสเตจเอ



รูปที่ 2.54 การต่ออิมพีแดนซ์แมตชิงเนตเวิร์ก

การแมตชิงของสายโคแอกเซียล (Matching to coaxial feedlines)

เนื่องจากวงจร T และ π ใช้สำหรับการแมตชิงในสายโคแอกเซียลของวงจรขยายกำลัง ส่วนมาก วงจรที่เป็นเช่นนี้จะมีจุดประสงค์ 2 ประการ โดยเฉพาะการประพัตต์เป็นวงจรรองความถี่ต่ำเพื่อทำการคชสารโมนิกของทางด้านภาคส่ง รูปที่ 2.55 แสดงไดอะแกรมของการส่งผ่านสายโคแอกเซียลไปยังสายอากาศที่ความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ โดยความต้านทาน R_a คือ ความต้านทานในการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ โดยที่ความยาวความเนื้องของสายอากาศที่มีความยาว $\lambda/4$ จะมีการทำงานที่ตรงข้ามกับกราวด์เพลนที่ตีมากซึ่งมีความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นประมาณ 35Ω ขณะที่ความยาว $\lambda/2$ ของโคโพลมีความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นประมาณ 70Ω ณ ความถี่เรโซแนนซ์นี้คือความต้านทานอย่างง่ายที่สายโคแอกเซียลสามารถมองเห็นปลายสายอากาศได้

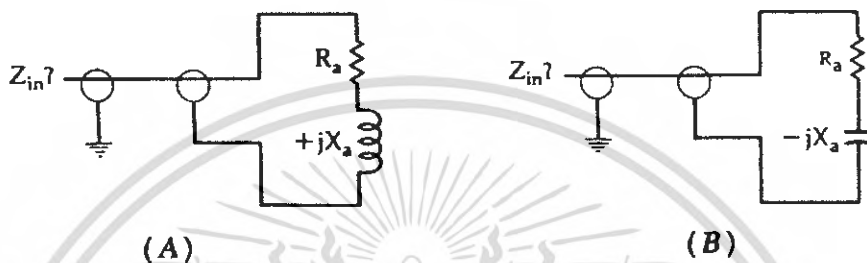


รูปที่ 2.55 ความต้านทานการแพร่กระจายสายอากาศที่เรโซแนนซ์

ณ ความถี่ที่เหนือและต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศ ความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของมันเริ่มที่จะแสดงตัวเป็นอุปกรณรีแอกทีฟแสดงได้ดังรูป 2.56 ความถี่เหนือความถี่เรโซแนนซ์ (รูปที่ 2.56(A)) โดยสายอากาศประพัตต์เป็นตัวเก็บประจุ ที่ปลายทางด้านส่งของสายโคแอกเซียลอิมพีแดนซ์ ซึ่งคือเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์ที่สามารถพบได้อย่างแน่นอนซึ่งไม่เพียงแต่เป็นฟังก์ชันของความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ แต่ยังเป็นฟังก์ชันของความยาวของสายโคแอกเซียลอิมพีแดนซ์ที่ยาวไปตามสายซึ่งเป็นขบวนการหลายครั้งที่สามารถกำจัดออกไปจากสายอากาศได้ ดังนั้นที่ระยะทางครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นวัดกลับมาจากสายอากาศอิมพีแดนซ์จะประพัตต์เป็นโคแอกเซียลซึ่งเสมือนเป็นความต้านทานของการแพร่กระจายคลื่นที่ระยะทางอื่นๆวัดจากสายอากาศ อย่างไรก็ตามโคแอกเซียลจะทำให้มีความแตกต่างของอินพุตอิมพีแดนซ์มากเพียงไรขึ้นอยู่กับระดับของความไม่เหมาะสมกันระหว่างสายอากาศและสายเคเบิล ดังนั้นเป็นการยากยิ่งในการประเมินค่าอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

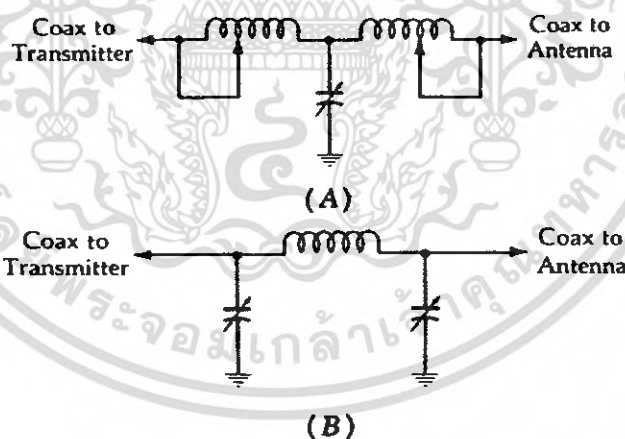
อิมพีแดนซ์ที่แท้จริงของสายส่งโดยปราศจากการรู้ค่าอิมพีแดนซ์คุณลักษณะ กล่าวได้ว่าสายโคแอกเชียล 50Ω จะไม่เป็น 50Ω ที่อินพุตของมันถ้าไม่มีโหลดค่า 50Ω ที่ปลายสายเคเบิล ด้วยเหตุนี้จึงแทบจะไม่มีกรณีที่เมื่อการขั้วระบบสายอากาศในทางปฏิบัติ จึงไม่สะดวกมากนักในการออกแบบแมตชิ่งเนตเวิร์ก โดยปราศจากการปรับเปลี่ยนค่า นอกจากนี้การติดตั้งสายอากาศจำนวนมากจะสามารถทำงานได้มาก ช่วงความถี่ ด้วยเหตุนี้เองความต้านทานการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศมิได้หลายค่าซึ่งแปรตามความถี่อินพุตอิมพีแดนซ์ของสายเคเบิลต้องมีหลายค่าด้วยและการแมตชิ่งเนตเวิร์กต้องสามารถทดแทนค่าที่หลากหลายนี้นี้ได้ด้วย



รูปที่ 2.56 การแพร่กระจายความต้านทานของสายอากาศ

(A) เหนือความถี่เรโซแนนซ์

(B) ใต้ความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 2.57 การเปลี่ยนแปลงค่าในสายโคแอกเชียลของแมตชิ่งเนตเวิร์ก

(A) เนตเวิร์กแบบที

(B) เนตเวิร์กแบบพาย

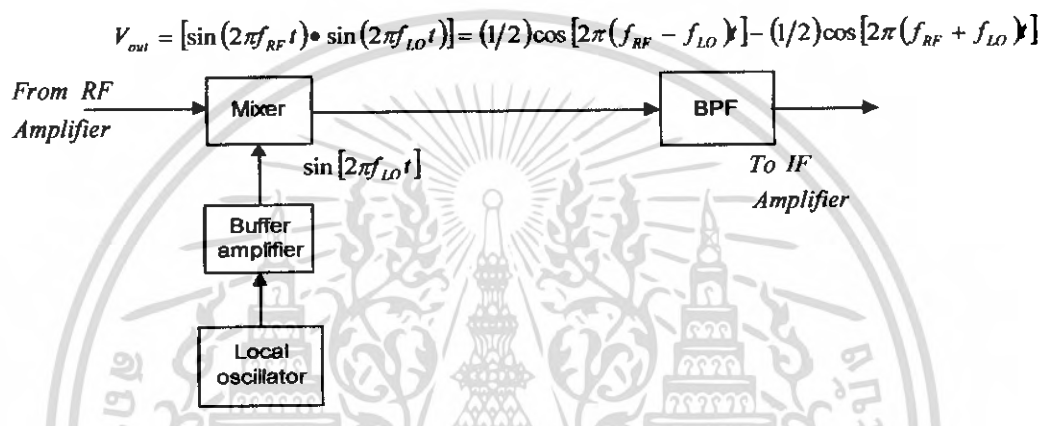
รูปที่ 2.57 แสดงถึง 2 วิธีที่สามารถเป็นไปได้ของการปรับค่าอิมพีแดนซ์แมตชิ่งเนตเวิร์กสำหรับสายส่ง T เนตเวิร์กของรูปที่ 2.57(A) ใช้ทั้งขดลวดเหนี่ยวนำแบบแท็บและตัวเก็บประจุที่สามารถปรับค่าได้ ส่วน π เนตเวิร์กในรูปที่ 2.57(B) ใช้เพียงตัวเก็บประจุแบบปรับค่าเท่านั้น สังเกตได้ว่าในทั้ง 2 กรณี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรกรองความถี่ถูกใช้เพื่อช่วยกีดสาร์โมนิกของสัญญาณที่ถูกส่ง จากรูปที่ 2.57 ถูกออกแบบเพื่อให้ สาร์โมนิกของสัญญาณที่ถูกส่งต้องการให้มีระดับต่ำกว่าสัญญาณพื้นฐาน $\approx 50\text{dB}$ และการออกแบบ วงจรกรองความถี่จะมีส่วนช่วยทำให้ได้คุณภาพที่ดีที่สุด

2.8 วงจรมิกเซอร์

วงจรมิกเซอร์เป็นวงจรสำคัญที่นิยมใช้กันมากในวงจรเครื่องรับเครื่องส่งวิทยุ จุดประสงค์ ของภาคมิกเซอร์นี้ใช้เพื่อทำการลดความถี่ลงมาจากความถี่วิทยุที่รับเข้ามาให้เป็นความถี่กลาง (Intermediate frequency)



รูปที่ 2.58 บล็อกไดอะแกรมหลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์

หลักการทำงานของวงจรมิกเซอร์เป็นดังรูปที่ 2.58 สัญญาณ RF (Radio Frequency) จะถูกผสม (mix) เข้ากับสัญญาณ LO (Local Oscillator Frequency) ด้วยอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น จริงๆแล้ววงจร มิกเซอร์ก็ควรขยายสัญญาณแบบไม่เชิงเส้น ทำงานคล้ายกับวงจรมอดูเลเตอร์เพียงแต่สัญญาณเอาต์พุต ของวงจรบาลานซ์มิกเซอร์ที่ได้จะเป็นความถี่ผลต่างระหว่างความถี่ RF และความถี่ LO ซึ่งแสดงได้โดย สมการคณิตศาสตร์ดังนี้

$$V_{out} = (\sin 2\pi f_{RF} t)(\sin 2\pi f_{LO} t) \quad (2.172)$$

เมื่อ f_{RF} = ความถี่ของสัญญาณ RF (Hz)

f_{LO} = ความถี่ของสัญญาณ LO (Hz)

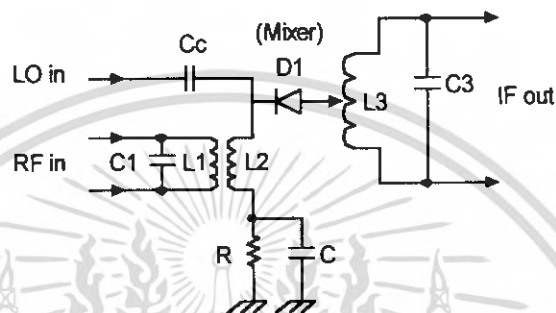
สามารถแปลงสมการ โดยใช้ฟังก์ชันตรีโกณมิติ จะได้สัญญาณเอาต์พุตของมิกเซอร์เป็นดังนี้

$$V_{out} = 1/2 \cos[2\pi(f_{RF} - f_{LO})t] - 1/2 \cos[2\pi(f_{RF} + f_{LO})t] \quad (2.173)$$

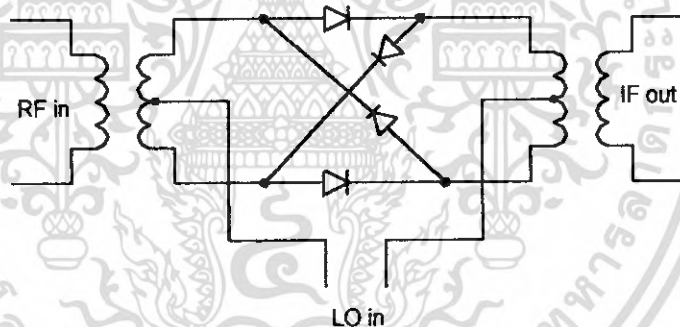
ค่า $(f_{RF} - f_{LO})$ คือ ค่าความถี่ IF (Intermediate frequency) ออกแบบวงจรมิกเซอร์นิยมใช้ อุปกรณ์ไม่เชิงเส้น เช่นทรานซิสเตอร์หรือเฟตมากกว่าไดโอดเพราะวงจรแบบนี้จะสามารถขยายสัญญาณ ไปในตัวด้วย แต่วงจรมิกเซอร์แบบไดโอดสัญญาณเอาต์พุตจริงที่ได้จากวงจรมิกเซอร์เป็นความถี่แบบ ครอสโปรดักต์ (cross product) ซึ่งจะมีค่าความสูญเสียสุทธิ (net loss) ต่อสัญญาณเรียกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์ชันลอส (conversion loss) เพราะเกิดการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นและในขณะเดียวกันแอมพลิจูดของสัญญาณ IF จะต่ำกว่าสัญญาณ RF โดยทั่วไปค่าคอนเวอร์ชันลอสจะมีค่าเท่ากับ 6 dB ตัวอย่างเช่น วงจรมิกเซอร์แบบ single-diode ดังในรูปที่ 2.59 วงจรมิกเซอร์อีกแบบหนึ่งที่น่าสนใจมากคือวงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์ดังในรูปที่ 2.60 ซึ่งมีการใช้งานอย่างกว้างขวางในเครื่องรับ-ส่งแบบเฟอเอ็มและเอเอ็มบางที่อาจเรียกว่าบาลานซ์มอดูเลเตอร์ (balanced modulators) หรือโปรดักต์ดีเทกเตอร์ (product detector) เนื่องจากว่าวงจรบาลานซ์มิกเซอร์มีข้อได้เปรียบกว่าวงจรมิกเซอร์ชนิดอื่นคือ ลดทอนสัญญาณรบกวน (noise reduction) และกำจัดคลื่นพาหะทิ้งไปได้ (carrier suppression)



รูปที่ 2.59 วงจรมิกเซอร์แบบ single - diode



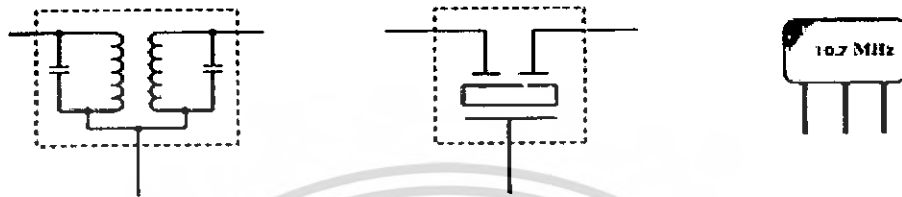
รูปที่ 2.60 วงจรบาลานซ์ไดโอดมิกเซอร์

2.9 เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Filter)

เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่สร้างขึ้นมาสําหรับใช้แทนหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งมีความถี่เฉพาะ เช่น หม้อแปลงความถี่กลางของเครื่องรับวิทยุและของเครื่องรับโทรทัศน์ เซรามิกฟิลเตอร์ทำจากสารพวกเพียโซอิเล็กทริกซึ่งจะมีค่าเรโซแนนซ์เฉพาะตัว เมื่อป้อนสัญญาณเข้าไปในเซรามิกฟิลเตอร์สัญญาณที่ผ่านได้คือความถี่ที่เรโซแนนซ์กับตัวมันเท่านั้น หากสัญญาณที่ป้อนเข้าไปมีความถี่ไม่ถูกต้องตามค่าเรโซแนนซ์ทางด้านเอาต์พุตจะไม่มีสัญญาณออกมา ตัวอย่างความถี่ของเซรามิกฟิลเตอร์เช่น 455 กิโลเฮิร์ตซ์สำหรับภาคความถี่กลางของเครื่องรับสัญญาณเอเอ็ม, ความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ของเครื่องรับสัญญาณเฟอเอ็มและความถี่อื่นๆที่ใช้ในเครื่องรับสัญญาณโทรทัศน์ เช่น 5.5 เมกะเฮิร์ตซ์, 4.5 เมกะเฮิร์ตซ์, 38.9 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นต้น เซรามิกฟิลเตอร์มีขนาดเล็กสามารถใช้แทนหม้อแปลงที่เชื่อมโยงเฉพาะความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้โดยตรงทำให้สะดวกและประหยัดเวลาได้มาก เนื่องจากไม่ต้องถูกจูนหรือปรับแต่งความถี่แค่เซรามิกฟิลเตอร์เป็นอุปกรณ์พาสซีฟขยายสัญญาณไม่ได้ ดังนั้นสัญญาณที่ใส่เข้าไปจะสูญเสียภายในเซรามิกฟิลเตอร์ (insert loss) สัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจะถูกบั่นทอนลงไปประมาณ 30 เปรซีเซ็นต์ เซรามิกฟิลเตอร์แบบ 3 ขาใช้สำหรับส่งผ่านสัญญาณจะเรียกว่า ตัวคัปปลิงฟิลเตอร์ (coupling filter) อีกแบบหนึ่งจะทำ 2 ขาเป็นตัวบายพาสฟิลเตอร์เพื่อการบายพาสความถี่ที่ไม่ต้องการทิ้ง



(A) หม้อแปลงเรโซแนนซ์ (B) สัญลักษณ์เซรามิกฟิลเตอร์ (C) รูปร่างเซรามิกฟิลเตอร์

รูปที่ 2.61 หม้อแปลงเรโซแนนซ์และเซรามิกฟิลเตอร์

2.10 วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator)

วงจรรออสซิลเลเตอร์แบ่งออกได้เป็นวงจรรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์และวงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ไม่ใช่คลื่นรูปซายน์ เช่น รูปสี่เหลี่ยม พัลส์ เป็นต้น วงจรรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์ (Sine Wave Oscillator) จะให้กำเนิดสัญญาณคลื่นรูปซายน์ออกมาตลอดเวลาโดยมีขนาดและความถี่คงที่ ชนิดของวงจรรออสซิลเลเตอร์แบ่งได้จากอุปกรณ์ที่ใช้ ฉะนั้นวงจรรออสซิลเลเตอร์คลื่นรูปซายน์จะแบ่งได้เป็น

- 1) วงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ LC
- 2) วงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ CR
- 3) วงจรรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ก้อนผลึก (Crystal)

จากการแบ่งตามข้างบนนี้ ยังสามารถแบ่งออกไปเพื่อให้ชัดเจนยิ่งขึ้นได้อีก ตามตารางที่ 2.6

องค์ประกอบของออสซิลเลเตอร์	ชื่อของออสซิลเลเตอร์	ลักษณะการใช้งาน	การนำไปใช้งาน
วงจรรออสซิลเลเตอร์แบบ LC	<ol style="list-style-type: none"> 1. เลือกความถี่ที่คอลเลกเตอร์ (เดรน) 2. เลือกความถี่ที่เบส (เกต) 3. เลือกความถี่ที่อิมิตเตอร์ 4. ฮาร์ทเลย์ 5. โคลพิทตส์ 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ความถี่เปลี่ยนแปลงได้ง่าย 2. โดยทั่วไปเสถียรภาพของความถี่ไม่ดี 3. มักใช้กันโดยทั่วไป 4. ใช้ในย่านความถี่สูง 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ใช้ในเครื่องรับวิทยุทีวี เอฟเอ็ม ฯลฯ 2. ใช้เป็นตัวออสซิลเลเตอร์ในการวัดทางด้านความถี่สูง

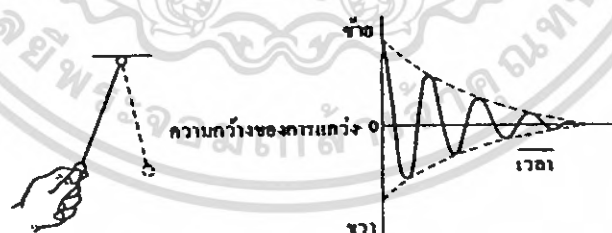
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

องค์ประกอบของ ออสซิลเลเตอร์	ชื่อของออสซิลเลเตอร์	ลักษณะการใช้งาน	การนำไปใช้งาน
วงจร ออสซิลเลเตอร์ แบบ CR	1. แบบเลื่อนเฟส 2. แบบเวน บริดจ์	1. ใช้ช่วงความถี่ต่ำ 2. ความถี่สามารถ เปลี่ยนแปลงได้ 3. เสถียรภาพของ ความถี่ไม่ดี	ใช้ เป็นตัวออสซิลเล เตอร์ในการวัดทางด้าน ความถี่ต่ำ
วงจร ออสซิลเลเตอร์ แบบใช้ชั้นผลึก	1. ชั้นผลึกต่อระหว่าง B กับ E 2. ชั้นผลึกต่อระหว่าง C กับ B	1. เสถียรภาพของ ความถี่ดีเป็นพิเศษ : 10^{-5} - 10^{-7} องศา 2. ใช้ในย่านความถี่สูง 3. การทำให้ความถี่ เปลี่ยนแปลงทำได้ ยาก	1. ใช้ในเครื่องส่งวิทยุ นาฬิกา เครื่องมือ วัดต่างๆ ฯลฯ 2. เมื่อนำมาใช้ร่วมกับ วงจรเฟสล็อกกลูป (PLL) จะนำมาใช้ งานได้อย่างกว้าง ขวาง

ตารางที่ 2.5 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบคลื่นรูปไซน์

2.10.1 หลักการเบื้องต้นของการออสซิลเลเตอร์

1. กระแสที่ช่วยให้เกิดการออสซิลเลชันอย่างต่อเนื่อง



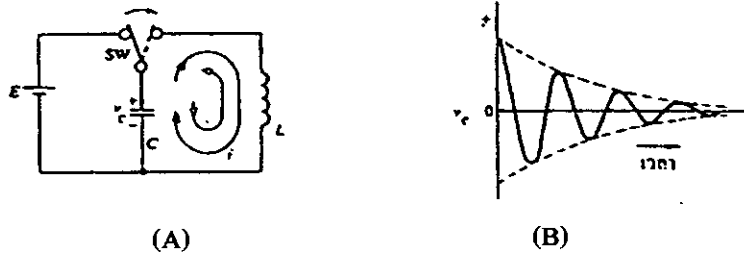
(A) ลูกตุ้มนาฬิกา (B) การออสซิลเลชันแบบแอมป์ (damped oscillation)

รูปที่ 2.62 แสดงการออสซิลเลชันทางกล

ตามรูปที่ 2.62(A) เมื่อลูกตุ้มนาฬิกาถูกปล่อยจากมือก็จะเกิดการแกว่งหรือออสซิลเลชันด้วยค่าคงที่
ดังรูปที่ 2.62(B) แต่ต่อมาขนาดหรือระยะทางของการแกว่งจะลดลงเรื่อยๆจนกระทั่งหยุดลงเนื่องจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลของการต้านของอากาศและความเสียดของจุดที่ขี้ดถูกตุ้มนาฬิกาไว้ ด้วยลักษณะแนวความคิดนี้สามารถนำมาใช้กับวงจรไฟฟ้าดังรูปที่ 2.63 ได้เหมือนกัน

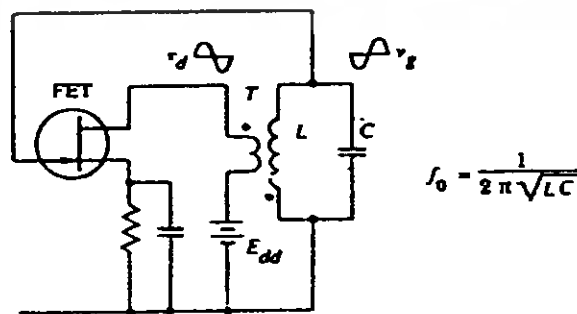


รูปที่ 2.63 แสดงการเกิดออสซิลเลตทางด้านวงจรไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.63 (A) ถ้าสวิตช์ถูกเลื่อนออกมาด้านขวาหลังที่ทำการประจุตัวที่เก็บประจุ C เต็มแล้ว กระแส i จะเริ่มไหลออกจากตัวเก็บประจุผ่านไปยังขดลวด L แต่เนื่องจากขดลวดมีคุณสมบัติของการเหนี่ยวนำหรือไม่สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดดังนั้นเมื่อกระแสที่ไหลจากตัวเก็บประจุ C ไปยังขดลวด L หมดแล้ว (คายประจุจนเป็นศูนย์) ก็จะเกิดกระแสไหลย้อนกลับทางกับทิศทางแรกเข้าที่การประจุตัวเก็บประจุอีกกลับไปกลับมาเช่นนี้ สถานะการไหลของกระแสออสซิลเลตจะเป็นดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเนื่องจากผลของความต้านทาน R ภายในวงจรทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานไปเป็น $i^2 R$ นั้นหมายความว่า การออสซิลเลตจะถูกลดทอนลง ค่าศักดาที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C จะสามารถเขียนมาเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 2.63(B) ซึ่งเหมือนกับการออสซิลเลตทางกล (โดยที่เฟสของศักดาจะตามกระแสอยู่ 90 องศา)

การออสซิลเลตในลักษณะที่ได้กล่าวมาแล้วนี้ เรียกว่า การออสซิลเลตแบบแอมป์ (damped oscillation) เพื่อที่จะช่วยให้การออสซิลเลตเป็นไปอย่างต่อเนื่องจะต้องใส่กำลังเข้าไปในระบบมีค่าเท่ากับกำลังที่สูญเสียไปหรือกล่าวได้ว่า ลูกตุ้มนาฬิกาจะต้องถูกผลักเล็กน้อยเมื่อเคลื่อนที่ไปจนถึงด้านซ้ายสุดของการแกว่ง ในกรณีของการออสซิลเลตทางไฟฟ้าสวิตช์จะต้องถูกผลักกลับมาทางด้านซ้ายมือทันทีที่ค่าศักดา V_C มีค่าสูงสุด เพื่อที่จะรับค่ากำลังทางด้านไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟแล้วทำการผลักกลับตำแหน่งเดิม

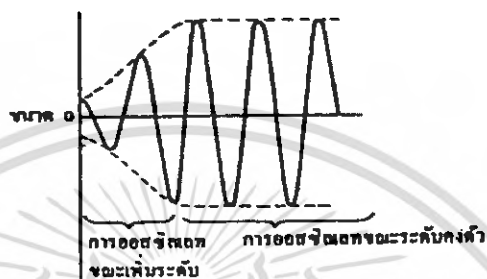
โดยอาศัยหลักการออสซิลเลตทางกลมาทำความเข้าใจกับการออสซิลเลตทางไฟฟ้าลองมาพิจารณาจากวงจรจริง ดังรูป 2.64



รูปที่ 2.64 วงจรออสซิลเลเตอร์แบบเลือกความถี่จากเกต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเริ่มจ่ายไฟให้กับวงจรจะทำให้เกิดการกระชากของศักดาขึ้นยังผลให้เกิดกระแสออสซิลเลตอ่อนๆ ขึ้นในวงจร LC และเกิดศักดา V_g ขึ้นด้วยค่าศักดา V_g จะถูกขยายโดยเฟด ผลที่ได้ถูกป้อนไปยังขดปฐมภูมิของทรานส์ฟอร์มเมอร์มีค่าเป็น V_d (แหล่งจ่ายไฟตรงขนาดเมื่อคิดในแง่ของไฟสลับแล้วให้มีค่าเป็น V_d) โดยผลอันนี้จะทำให้กำลังงานที่ป้อนไปให้วงจรเกิดออสซิลเลตได้ ขนาดของการออสซิลเลตจะเพิ่มขึ้นดังรูปที่ 2.65 และการออสซิลเลตในลักษณะแรกนี้เรียกว่า “ การออสซิลเลตช่วงเริ่มแรก ” หลังจากผ่านช่วงนี้ไปขนาดของสัญญาณจะเริ่มคงที่สภาวะนี้เรียกว่าการออสซิลเลตแบบต่อเนื่อง



รูปที่ 2.65 การออสซิลเลตในช่วงเริ่มแรกและการออสซิลเลตแบบต่อเนื่อง

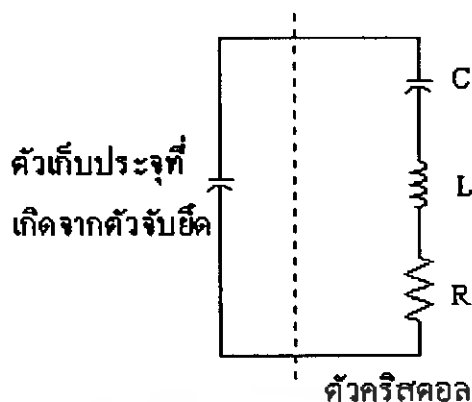
การออสซิลเลตตามที่ได้อธิบายมานี้กระแสนี้ช่วยทำให้เกิดการออสซิลเลตอย่างต่อเนื่องได้รับมาจากกำลังงานที่จ่ายออกมาโดยแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร

2.10.2 วงจรออสซิลเลเตอร์ใช้ผลึกควอตซ์หรือคริสตอล (Crystal Oscillator)

ในวงจรเครื่องส่งส่วนใหญ่ที่ต้องการให้เสถียรภาพทางความถี่ของเครื่องส่งมีค่าสูงหรือความถี่มีค่าคงที่ตลอดเวลาเพื่อให้เครื่องรับสามารถจูนรับสถานีได้ถูกต้องและตลอดไป วงจรออสซิลเลเตอร์ที่ให้คุณสมบัติเด่นในเรื่องเสถียรภาพทางความถี่ได้แก่ วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ นอกจากนี้วงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์ยังใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณที่มีความถี่มาตรฐานไว้สำหรับตรวจสอบเครื่องมือบางชนิดและยังใช้เป็นตัวสร้างแรงดันมาตรฐานให้กับอุปกรณ์ที่ต้องการความเที่ยงตรง เช่น นาฬิกาอิเล็กทรอนิกส์

คริสตอลที่ใช้งานอยู่ทั่วไปทำมาจากผลึกควอตซ์เมื่อมีแรงดันตกคร่อมผลึกควอตซ์ผลึกควอตซ์ก็จะเกิดการสั่นความถี่ที่สั่นได้จะมีค่าเกือบคงที่ซึ่งขึ้นอยู่กับความหนาของผลึกนั้น ความถี่ที่เกิดขึ้นจะยังคงเปลี่ยนแปลงได้อีกเล็กน้อยเนื่องจากอุณหภูมิ

โดยหลักการแล้วลักษณะสมบัติของคริสตอลมีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรเรโซแนนซ์ที่สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูป 2.66

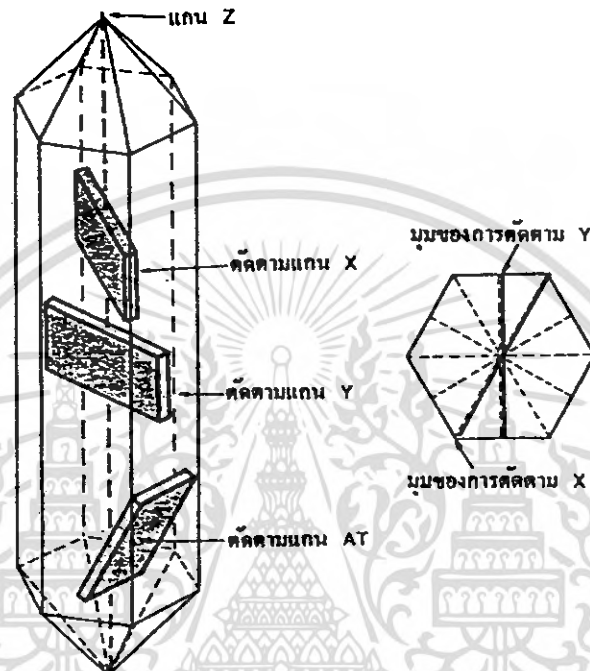


รูปที่ 2.66 วงจรสมมูลของผลึกคริสตอล

คริสตอลเป็นเพียงผลึกของควออร์ตซ์ที่ยังต้องอาศัยตัวจับยึดเข้ากับกระป๋องโลหะดังนั้นในส่วน
ของตัวจับยึดคริสตอลจึงเกิดมีลักษณะเหมือนเป็นตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่อีก 1 ตัว ดังวงจรสมมูลรูปที่
2.66 แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุในตัวผลึกของคริสตอลที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำดังนั้นตัวเก็บ
ประจุที่ต่อขนานอยู่ภายนอกจึงมีอิทธิพลต่อการตอบสนองของสัญญาณน้อยมากและในขณะที่เรโซแนนซ์
นั้นส่วนของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนานเกือบจะทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เป็นความถี่เดียว
กันผลึกควออร์ตซ์นี้เป็นวัสดุจำพวกซิลิกอน ไดออกไซด์ที่มีลักษณะเหมือนแก้วในส่วนของผลึกจะมีรูปร่าง
เป็น 6 ด้านเหมือนปริซึมโดยผลึกควออร์ตซ์ที่ใช้งานจะได้รับการตัดด้วยลักษณะของแกน 3 แกน ดังแสดง
ในรูป 2.67

แกน X เป็นแกนที่ลากระหว่างมุมสองมุมของแท่งปริซึม ส่วนแกน Y จะเป็นแกนที่ลากตั้งฉาก
กับผิวหน้าของตัวคริสตอลนั่นคือถ้าหากตัดคริสตอลตามแนวผลึกจากมุมหนึ่ง ไปยังอีกมุมหนึ่งที่อยู่ตรง
ข้ามก็เรียกว่าการตัดแบบ X (X-cut) ซึ่งผลของการตัดแบบนี้จะทำให้ความถี่ที่ได้เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิ
ในลักษณะที่อุณหภูมิสูงขึ้นค่าความถี่จะลดลงแต่ถ้าตัดในแนวแกน Y ก็จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่น
สูงขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น จะเห็นได้ว่าไม่ว่าจะตัดในแกน X หรือ Y จะเป็นผลทำให้ความถี่ของการสั่น
ของคริสตอล ขณะเรโซแนนซ์เปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิได้มากดังนั้นเราจึงต้องหาทางตัดแกนใดแกนหนึ่ง
เพื่อให้ผลการเปลี่ยนแปลงกับอุณหภูมิน้อยที่สุดหรือแทบจะกล่าวได้ว่ามันไม่มีผลเลย แกนที่ใช้ในการตัด
คือแกน AT ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.67 เราอาจจะตัดคริสตอลให้อยู่ในแกนอื่นๆก็ได้ ในแต่ละระนาบของ
การตัดจะให้ผลการเปลี่ยนแปลงช่วงความถี่ต่ออุณหภูมิตลอดจนความถี่ฮาร์โมนิกที่ใช้งานแตกต่างกัน
ส่วนความหนาของแผ่นคริสตอลจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของการเรโซแนนซ์ถ้าแผ่นคริสตอลยิ่งบางก็
หมายความว่าความถี่ของการเรโซแนนซ์มีค่าสูงขึ้น แผ่นคริสตอลที่ทำความถี่ได้สูงประมาณ
15 เมกะเฮิร์ตซ์ไม่เกิน 50 เมกะเฮิร์ตซ์แต่ถ้าต้องการความถี่สูงกว่านี้ก็มักใช้ฮาร์โมนิกของสัญญาณนั่นเอง
อุปกรณ์จำพวกคริสตอลเป็นอุปกรณ์ที่ค่อนข้างจะบอบบาง ดังนั้นคริสตอลจึงต้องทำงานที่ระดับพลังงาน
ต่ำๆ หรือใช้งานเป็นตัวกระตุ้นในขณะที่ป้อนกลับระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตจะต้องไม่ให้ระดับแรงดันตก
คร่อมตัวมันมากเกินไป ซึ่งจะทำให้คริสตอลทำงานผิดความถี่และเกิดความร้อนกับตัวมันสูงสุดจนมันเสีย
หายได้ จากที่กล่าวมาแล้วว่าเราใช้คริสตอลกระตุ้นวงจรออสซิลเลเตอร์ก็เพื่อเหตุผลในเรื่องต้องการให้ได้

ความถี่ที่มีเสถียรภาพสูง ค่าเสถียรภาพของวงจรออสซิลเลเตอร์สามารถหาได้จากการกำหนดค่า Q ของตัวคริสตอลและสัมประสิทธิ์การผันแปรทางความถี่กับอุณหภูมิ ค่า Q ของคริสตอลมักมีค่าสูงกว่าค่า Q ของวงจรที่ประกอบด้วย RLC ถึง 100 เท่า 1000 เท่า คริสตอลที่มีขายกันในปัจจุบันมีค่า Q ประมาณ 5000 ถึง 30000 เราจึงพอจะเห็นแล้วว่าวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้คริสตอลจึงมีเสถียรภาพทางความถี่สูงกว่าวงจร LC ออสซิลเลเตอร์มาก



รูปที่ 2.67 แสดงผลึกควอตซ์และการตัดผลึก

2.10.3 การออกแบบวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์

คุณลักษณะของวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์มีดังนี้

1. คุณสมบัติการเป็นวงจรแบบเชิงเส้น (linear property) ช่วยในการควบคุมค่าอัตราขยายของสัญญาณ (gain) และเฟสชิฟต์ของสัญญาณ (phase shift)
2. คุณสมบัติทางโอเวอร์โหลด (overload property) ช่วยในการควบคุมรูปร่างและขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณที่ผลิตได้

สาเหตุที่มีวงจรคริสตอลออสซิลเลเตอร์หลายชนิดเนื่องจากการออกแบบวงจรมันขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานภายในของคริสตอล ซึ่งจะทำได้ความถี่ในช่วงกว้าง

ความถี่ของสัญญาณที่จะออสซิลเลตได้นั้นจะแปรค่าตามความต้านทานภายในของคริสตอล

การที่จะขับคริสตอลให้สามารถทำงานได้นั้นต้องทำให้ระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรแมตช์กับค่าความต้านทานซึ่งต่ออนุกรมอยู่ในคริสตอล (R_S)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามไม่ว่าค่าความต้านทานภายในของคริสตอลจะมีค่าเท่าไรแต่ระดับอิมพีแดนซ์ของวงจรจะต้องเปลี่ยนแปลงตามให้แมตช์กันอย่างเหมาะสม ซึ่งขึ้นอยู่กับวงจรมันๆด้วยว่าสามารถทำงานได้ดีที่สุดในช่วงความถี่ใดเนื่องจากวงจรออสซิลเลเตอร์นั้นไม่มีรูปแบบที่แน่นอน

2.10.4 ชนิดของวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้ควออร์ซคริสตอล

แบ่งได้ 3 ชนิดใหญ่ๆ ดังนี้

1. แบบพื้นฐาน ใช้ที่ความถี่ไม่เกิน 20 เมกะเฮิร์ตซ์ เช่น วงจรแบบ Pierce และค่า Q ในวงจรจะมีค่าเท่ากับ 90 % ของค่า Q ภายในของออสซิลเลเตอร์
2. แบบฮาร์โมนิก ใช้ในช่วงความถี่ 20 – 100 เมกะเฮิร์ตซ์ ประกอบด้วยวงจรเทงก์ LC หรือเป็นระบบที่ใช้ L และ C ในการเลือกฮาร์โมนิกที่ต้องการ โดยมีการใช้วงจรอิมิตเตอร์คัปเปิลเลอร์ฮาร์โมนิก (Emitter-coupled Harmonic) คือมีเสถียรภาพทางความถี่แบบช็อคเทอม (short-term) ดีที่สุด คือมีการรบกวนทางเฟส (phase noise) ต่ำที่สุด และค่า Q ในวงจรจะมีค่าเท่ากับ 80 % ของค่า Q ภายในคริสตอล เส้นใจของวงจรแบบที่ 1 และ 2 คือ ต้องการส่วนประกอบของอุปกรณ์ที่เสถียรในระบบการเลื่อนเฟส (phase shift)
3. แบบบริดจ์ ใช้ในช่วงความถี่มากกว่า 100 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นวงจรที่มีความซับซ้อนมากกว่าสองแบบแรก แต่เป็นวงจรที่จะทำให้ได้ค่า Q ในวงจรมากกว่าค่า Q ภายในของคริสตอล มีหลักการคือ การใช้การป้อนกลับแบบลบ เพื่อไปหักล้างกับส่วนของค่าความต้านทานภายในของคริสตอล โดยคิดค่า L และ C ภายในของคริสตอลด้วย มีลักษณะคือ จะช่วยให้เสถียรภาพทางความถี่แบบช็อคเทอม สูงขึ้น ใช้วงจรบัฟเฟอร์ฟอลโลเวอร์ (Buffer-follower)

เกณฑ์ที่ใช้ในการพิจารณาเลือกวงจรที่เราจะใช้ ประกอบด้วย

1. ค่าความถี่ที่เราต้องการ ในการออสซิลเลต
2. ค่า R_S ของคริสตอลที่เราใช้
3. ความเหมาะสมในด้านราคา
4. ปัญหาเนื่องจากความยุ่งยากซับซ้อนของวงจร

2.11 ควอดราเจอร์ตีเทกชัน (Quadrature Detection)

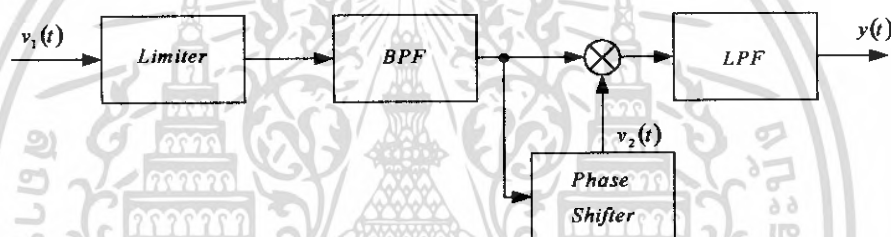
การคิมอดูเลตสัญญาณเอพเอ็มแบบควอดราเจอร์ตีเทกชันเป็นการใช้การแยกแยะเฟส (Phase discriminator) ในการคิมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์ออกมาจากสัญญาณเอพเอ็ม ดังนั้นจึงต้องกล่าวถึงหลักการของวงจรแยกแยะเฟสเสียก่อนดังต่อไปนี้ วงจรแยกแยะเฟสจะอาศัยหลักการพื้นฐานของการดิฟเฟอเรนเชียล (differentiate) กล่าวคือแสดงการดิฟเฟอเรนเชียลให้อยู่ในรูปของการประมาณค่าดังนี้

$$\frac{d}{dt}\phi(t) = \frac{1}{\tau}[\phi(t) - \phi(t - \tau)] \quad (2.174)$$

ในกรณีของสัญญาณเอพเอ็มนั้น เนื่องจาก $\phi(t) = k \int_{-\infty}^t m(t) dt$ ดังนั้นจะสามารถผูกพันสมการ (2.174) กับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ ได้ในรูปต่อไปนี้

$$[\phi(t) - \phi(t - \tau)] = \tau \frac{d}{dt} \phi(t) = k m(t) \quad (2.175)$$

นั่นคือสามารถสร้าง $\phi(t - \tau)$ และสร้างวงจรที่จะให้ผลต่างระหว่าง $\phi(t)$ และ $\phi(t - \tau)$ สัญญาณขาออกที่ได้ก็จะแปรตรงกับสัญญาณเบสแบนด์ $m(t)$ การสร้างสัญญาณ $\phi(t - \tau)$ จากสัญญาณเอพเอ็มก็จะทำได้โดยใช้วงจรหน่วงเวลาหรือวงจรเลื่อนเฟสแบบเชิงเส้น (Linear phase shifter) นั่นเอง สำหรับการสร้างสัญญาณ $\phi(t) - \phi(t - \tau)$ นั้นจะทำได้โดยนำสัญญาณเอพเอ็มเดิมกับสัญญาณเอพเอ็มที่ถูกหน่วงเวลามาเข้าวงจรคูณแล้วกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน รูปที่ 2.68 แสดงบล็อกไดอะแกรมของกระบวนการที่กล่าวมานี้ วงจรลิมิตเตอร์และวงจรกรองความถี่เฉพาะผ่านมีไว้จัดการกับระดับสัญญาณที่อาจจะเปลี่ยนแปลงตามเวลาและให้ผ่านเฉพาะแถบความถี่ที่เกี่ยวข้องตามลำดับ



รูปที่ 2.68 บล็อกไดอะแกรมของระบบควอดราเจอร์ดีเทกชัน

ควอดราเจอร์ดีเทกชันนั้นเป็นชื่อเรียกระบบดีเทกชันข้างต้นที่จัดการหน่วงเวลาของวงจรหน่วงเวลาให้มีค่า τ ที่ทำให้ $\omega_c \tau = \pi/2$ ดังนั้นถ้าให้สัญญาณเอพเอ็มที่เข้ามาเขียนได้เป็น $v_1(t) = \cos(\omega_c t + \phi(t))$ สัญญาณที่ผ่านวงจรหน่วงเวลาก็จะเขียนได้เป็น

$$v_2(t) = \cos[\omega_c(t - \tau) + \phi(t - \tau)] = \sin[\omega_c t + \phi(t - \tau)] \quad (2.176)$$

เมื่อคูณสัญญาณ $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ ด้วยวงจรคูณแล้วผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ผลที่ได้ออกมาก็จะเขียนได้เป็น

$$y(t) \approx \sin[\phi(t) - \phi(t - \tau)] \quad (2.177)$$

และเนื่องจาก τ มีค่าเล็กมากทำให้ $\phi(t) - \phi(t - \tau) \ll \pi$ เราจึงสามารถประมาณค่าสมการ(2.177) เป็นดังนี้

$$y(t) \approx [\phi(t) - \phi(t - \tau)] = k \tau m(t) \quad (2.178)$$

จะเห็นได้ว่าสามารถแยกสัญญาณข้อมูลออกมาได้ด้วยวิธีแยกแยะเฟสนี้

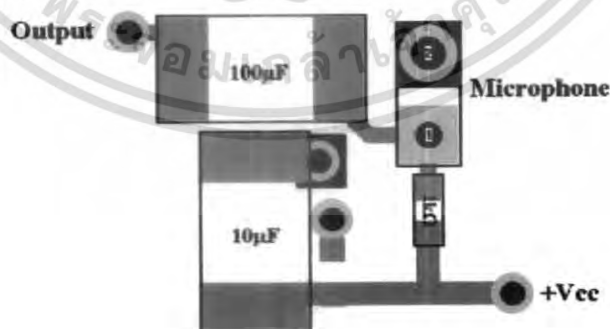
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

ในบทที่ 3 นี้จะเป็นเรื่องของ การคำนวณและการสร้างวงจรขึ้นมาโดยอาศัยบล็อกโคแอมป์ที่กล่าวมาในบทที่ 1 รวมถึงอาศัยทฤษฎีและหลักการในบทที่ 2 มาใช้ร่วมกันในการสร้างวงจร โดยการสร้างวงจรให้ได้ผลตอบสนองที่ใกล้เคียงกับทางทฤษฎีมากที่สุด การออกแบบวงจรแต่ละส่วนจะอาศัยบล็อกโคแอมป์ที่กล่าวไว้ในบทที่ 1 โดยใช้ทฤษฎีจากบทที่ 2 มาสร้างเป็นวงจรแทนแต่ละบล็อก การออกแบบการสร้างวงจรจะเริ่มต้นจาก

3.1 วงจรไมโครโฟน (Microphone)

ไมโครโฟนเลือกใช้ไมโครโฟนชนิดคอนเดนเซอร์และไมโครโฟนชนิดนี้ต้องการไบอัส ดังนั้นจึงต้องมีวงจรไบอัสซึ่งสามารถทำการต่อวงจรได้ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



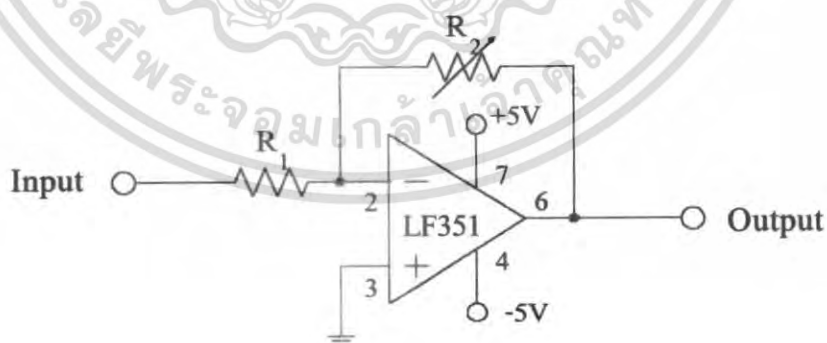
รูปที่ 3.3 วงจรไมโครโฟนที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

3.2 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณเสียงที่ได้จากไมโครโฟนมีขนาดต่ำจึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป โดยใช้วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) ในการทดลองนี้เลือกใช้ออปแอมป์ LF351 และสามารถคำนวณอัตราขยายได้จาก

$$\begin{aligned} \text{อัตราขยายแรงดัน } A_{v(\max)} &= \frac{-R_2}{R_1} \\ &= \frac{-(10k\Omega)}{100\Omega} \\ &= -100 \end{aligned} \quad (3.1)$$

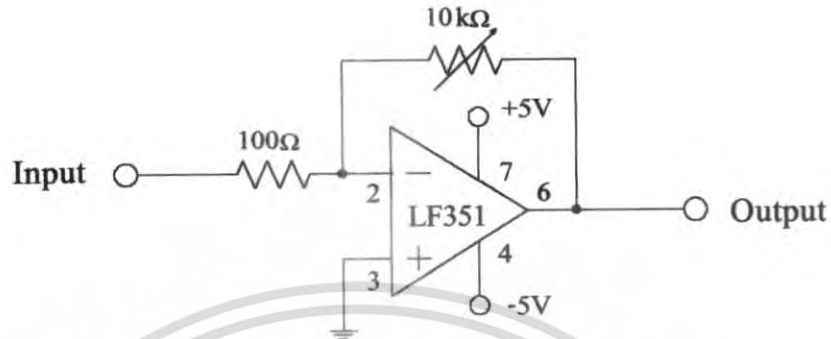
สามารถเขียนวงจรมูลของวงจรขยายสัญญาณเสียงแบบกลับเฟสได้ดังรูปที่ 3.4



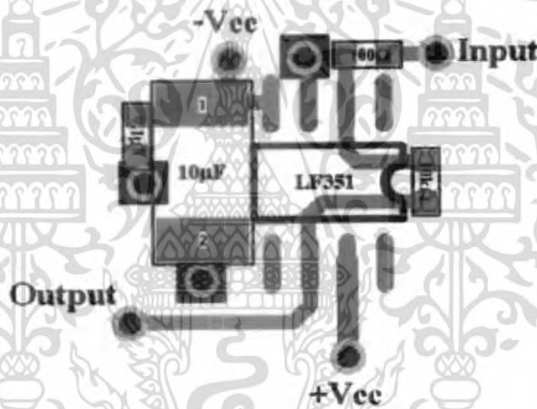
รูปที่ 3.4 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

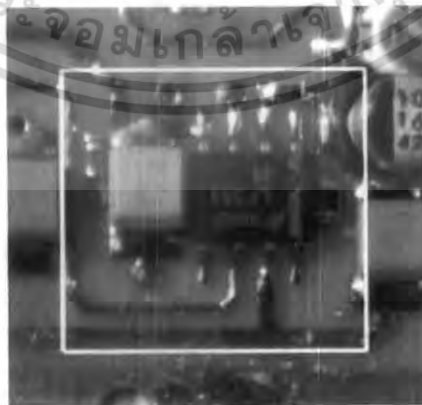
โดยที่ $R_2 = 10k\Omega$ และ $R_1 = 100\Omega$ ดังนั้นจะได้วงจรขยายสัญญาณเสียงดังรูป 3.5 โดยมีค่าอัตราขยายสูงสุดเท่ากับ 100 เท่า (แบบกลับเฟส)



รูปที่ 3.5 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสที่อัตราขยาย 100 เท่า



รูปที่ 3.6 ภายวงจรของวงจรขยายสัญญาณเสียง



รูปที่ 3.7 วงจรขยายสัญญาณเสียงที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

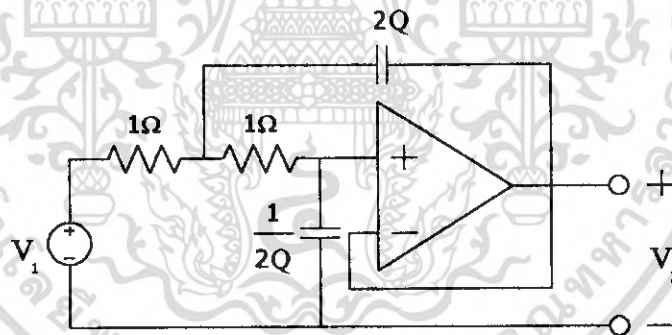
3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ (Active Low Pass Filter)

ทำการออกแบบเป็นวงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอคทีฟ อันดับที่ 8 และให้มีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ โดยค่า Q ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆ แสดงได้ในตารางที่ 3.1 คือ

Even-Order	2	4	6	8	10	Odd-Order	3	5	7	9	11
Q_1	0.71	0.54	0.52	0.51	0.51	Q_1	1.00	0.62	0.55	0.53	0.52
Q_2		1.31	0.71	0.60	0.56	Q_2		1.62	0.8	0.65	0.59
Q_3			1.93	0.90	0.71	Q_3			2.24	1.00	0.76
Q_4				2.56	1.10	Q_4				2.88	1.20
Q_5					3.20	Q_5					3.51

ตารางที่ 3.1 ค่าของ Q แบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทที่อันดับต่างๆ

เลือกใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีอัตราขยายเป็น 1 แบบ Sallen and Key ที่มีกรนอมัลไลซ์ค่าความถี่ไว้ที่ 1 ไร่เดียน/วินาที และค่าอิมพีแดนซ์ที่ 1 โอห์ม มีวงจรต้นแบบเป็นดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Sallen and Key

เมื่อ

$$C_1 = 2Q \tag{3.2}$$

$$C_2 = \frac{1}{2Q}$$

เมื่อทำการคำนวณค่า C จากค่า Q ตามตารางที่ 3.1 แล้วทำการสเกลความถี่และสเกลค่าอิมพีแดนซ์ไปเป็นค่าที่ใช้งานจริงตามความถี่ที่ต้องการ ได้โดยใช้สมการคือ

$$R_{new} = R_{old} \times R_m \tag{3.3}$$

$$C_{new} = \frac{C_{old}}{2\pi f_c \times R_m} \tag{3.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ f_c คือความถี่คัทออฟ และ R_m คือความต้านทานที่ต้องการเปลี่ยนค่าไปจากเดิมเป็นจำนวนเท่า วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟฟิลเตอร์อันดับที่ 8 มีค่า Q ทั้งหมด 4 ค่า ซึ่งมีการคำนวณดังนี้

$$\text{ที่ } Q_1 = 0.51 \text{ จะได้ } R = 1$$

$$C_1 = 2Q = 2(0.51) = 1.02$$

$$C_2 = 1/2Q = 1/2(0.51) = 0.98$$

$$\text{ที่ } Q_2 = 0.60 \text{ จะได้ } R = 1$$

$$C_1 = 2Q = 2(0.60) = 1.20$$

$$C_2 = 1/2Q = 1/2(0.60) = 0.83$$

$$\text{ที่ } Q_3 = 0.90 \text{ จะได้ } R = 1$$

$$C_1 = 2Q = 2(0.90) = 1.80$$

$$C_2 = 1/2Q = 1/2(0.90) = 0.56$$

$$\text{ที่ } Q_4 = 2.56 \text{ จะได้ } R = 1$$

$$C_1 = 2Q = 2(2.56) = 5.12$$

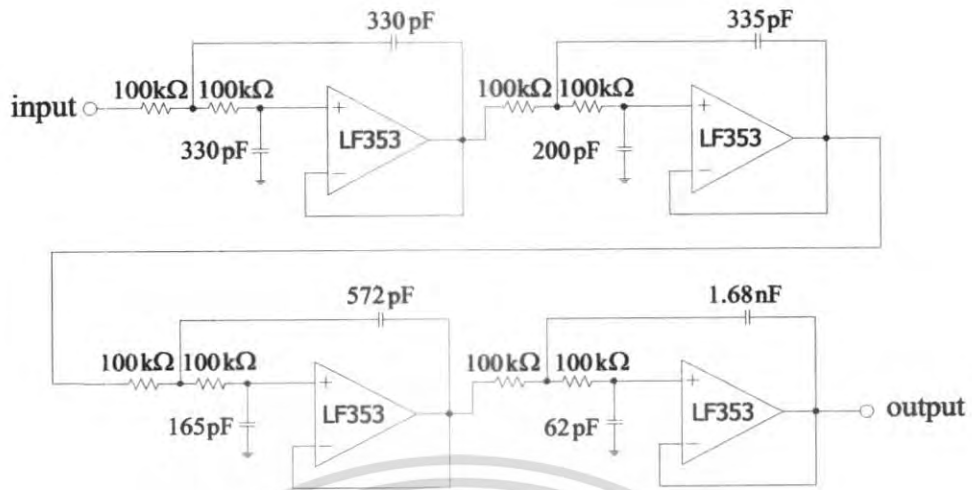
$$C_2 = 1/2Q = 1/2(2.56) = 0.195$$

เมื่อกำหนดค่า $R_m = 100 \text{ k}\Omega$ และนำค่าที่ได้ไปแทนในสมการ 3.3 และ 3.4 ได้ผลดังตารางที่ 3.2

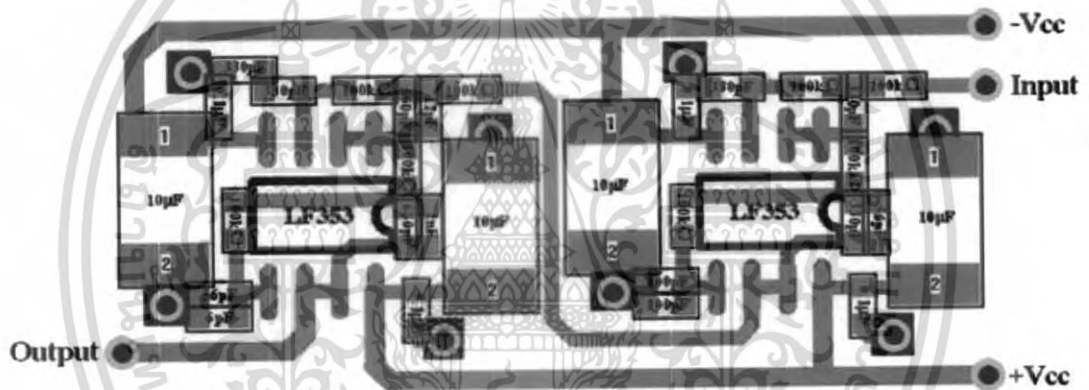
ความถี่		Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
5 kHz	$R_1 = R_2$	100k Ω	100k Ω	100k Ω	100k Ω
	C_1	324.6pF	382pF	572.9pF	1.62nF
	C_2	312pF	265pF	172pF	62pF

ตารางที่ 3.2 ค่าของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่คัทออฟต่างๆ

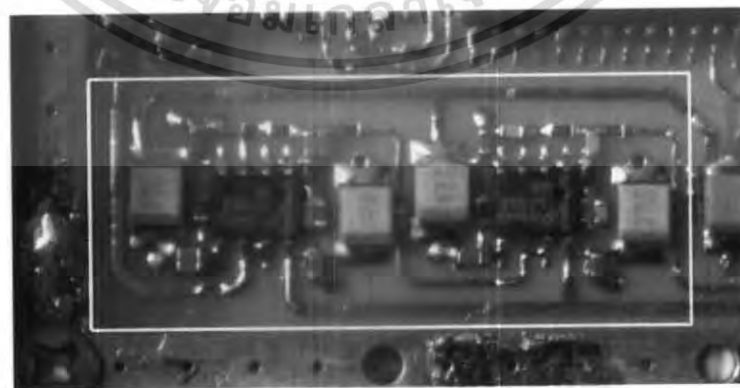
เมื่อนำค่าต่างๆ ที่ได้จากการคำนวณมาทำการสร้างวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านของแต่ละชุด จะได้วงจรในแต่ละชุดโดยขอยอปแอมป์ในวงจรคือไอซีเบอร์ LF353 ดังรูป



รูปที่ 3.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟทางภาคส่งความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.10 ลายวงจรของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟความถี่คัทออฟ 5 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

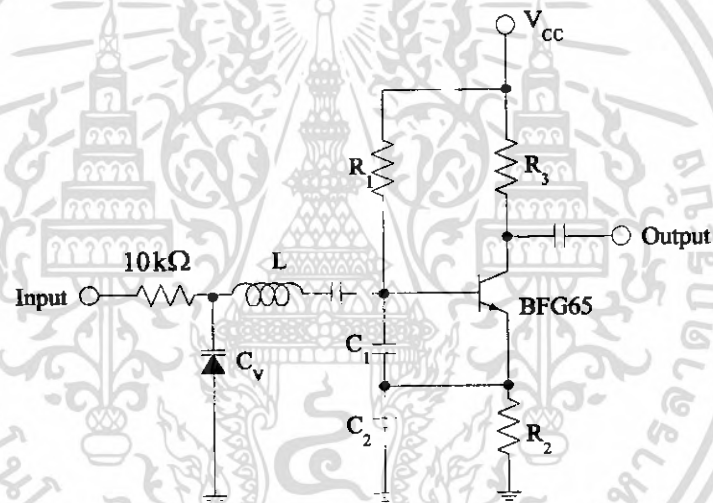
3.4 การออกแบบวงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกที่ความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์

วงจรสังเคราะห์ความถี่โดยใช้เฟสล็อกการออกแบบประกอบด้วยวงจรต่างๆ ได้แก่

1. วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (VCO: Voltage Controlled Oscillator)
2. วงจรพรีสเกลเลอร์สองโมดูลัส (Dual Modulus Prescale) โดยใช้ไอซีเบอร์ MC12034
3. วงจรเฟสดีเทกเตอร์ (Phase Detector) ซึ่งอยู่ในไอซีเบอร์ MC145152-2
4. วงจรลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) ใช้อปแอมป์เบอร์ LM358

3.4.1 การออกแบบวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เริ่มต้นจากการออกแบบสร้างวงจรมีกำเนิดสัญญาณ ซึ่งในโครงงานนี้ได้ใช้วงจรมีกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตต์ซชนิดอิมิตเตอร์ร่วม (common emitter) ดังรูปที่ 3.12



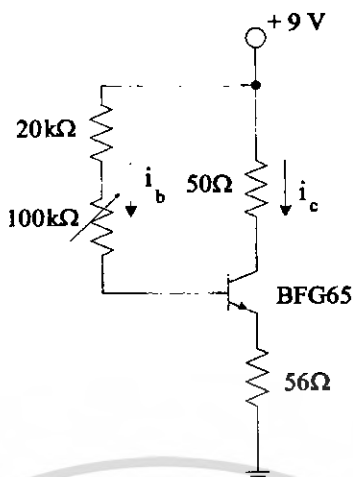
รูปที่ 3.12 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบโคลพิตต์ซ (Colpitts Oscillator)

ทำการไบอัสโดยให้

$$R_1 = 100k\Omega + 20k\Omega$$

$$R_2 = 56\Omega$$

โดยในที่นี้ค่า β_{dc} ของ BFG65 มีค่าเท่ากับ 113 (ตามคาตาลีท และจากการวัด)



รูปที่ 3.13 วงจรสมมูลทางคิซิชของวงจรกำเนิดสัญญาณ

ต้องการ $i_c = 10 \text{ mA}$

$$g_m = i_c / V_T = 0.35$$

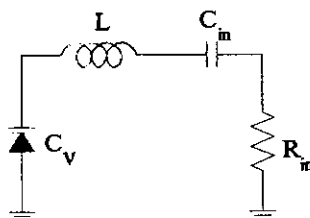
เพราะฉะนั้นจาก

$$Z_{in} = \frac{-g_m}{\omega^2 C_1 C_2} + \frac{1}{j\omega(C_1 C_2 / C_1 + C_2)} \tag{3.5}$$

$$R_{in} = \frac{1}{(2\pi \times 245 \text{ MHz})^2 (33 \text{ pF} \times 33 \text{ pF})} = -135.63 \Omega \tag{3.6}$$

ให้ $C_1 = C_2 = 33 \text{ pF}$ เพราะฉะนั้น

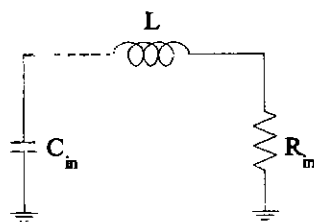
$$C_{in} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = \frac{33 \text{ pF} \times 33 \text{ pF}}{33 \text{ pF} + 33 \text{ pF}} = 16.5 \text{ pF}$$



รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ที่ต้องการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปได้ว่า $C_N = C_{in}$ อนุกรมกับ C_V

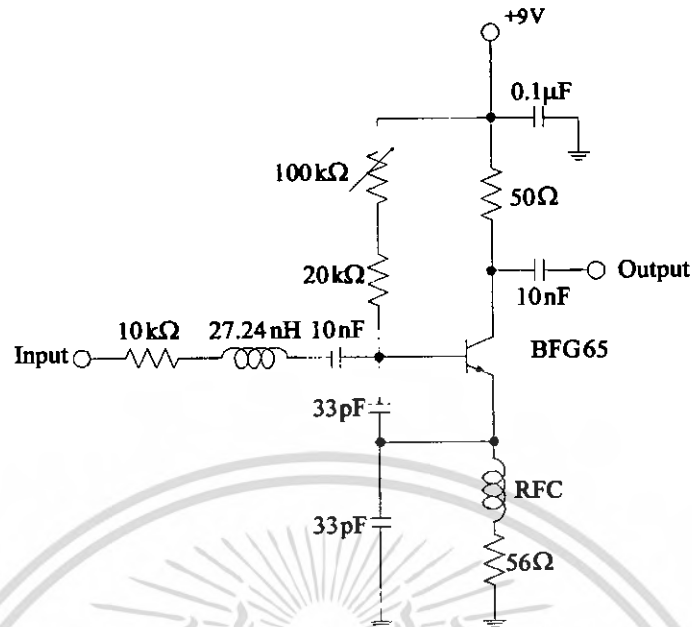


รูปที่ 3.15 วงจรสมมูลเมื่อรวม C_{in} กับ C_V

วารีแคปไซเบอร์ BB105 ซึ่งมีค่าความจุประมาณ 120–330 pF เลือกค่า C_V กลางๆประมาณ 250 pF ดังนั้นได้ค่า C_N และ L ดังนี้

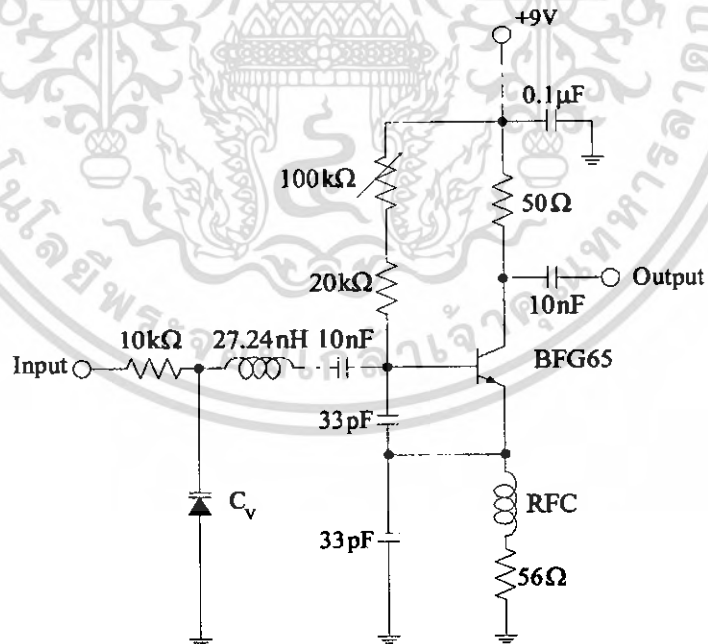
$$\begin{aligned}
 C_N &= \frac{C_{in} C_V}{C_{in} + C_V} \\
 &= \frac{16.5 \text{ pF} \times 250 \text{ pF}}{16.5 \text{ pF} + 250 \text{ pF}} \\
 &= 15.49 \text{ pF} \\
 L &= \frac{1}{(2\pi f)^2 C_N} \\
 &= \frac{1}{(2\pi \times 245 \text{ MHz})^2 (15.49 \text{ pF})} \\
 &= 27.24 \text{ nH}
 \end{aligned}$$

เมื่อทำการใส่ค่าตามที่ได้คำนวณแล้วจะได้วงจรกำเนิดสัญญาณดังรูป 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรกำเนิดสัญญาณ

จากค่าภายในวงจรที่ได้ทำให้สามารถสร้างเป็นวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าได้ดังรูป 3.17

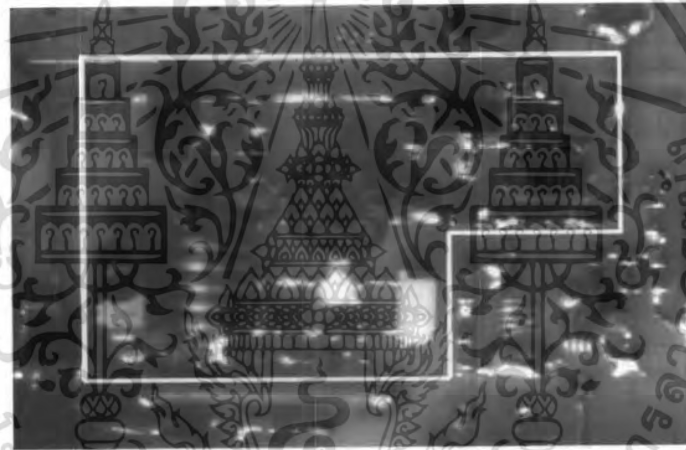


รูปที่ 3.17 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 ลายวงจรของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

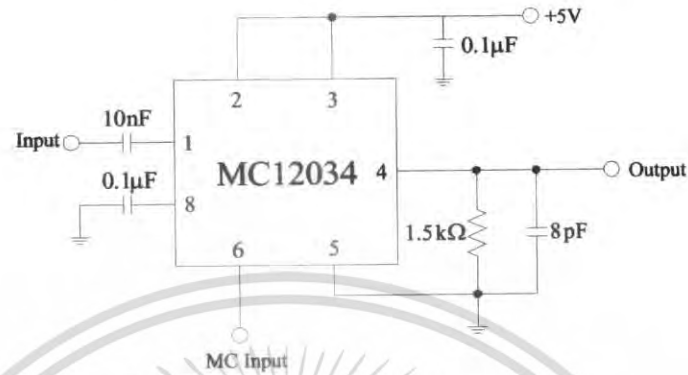


รูปที่ 3.19 วงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้าที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

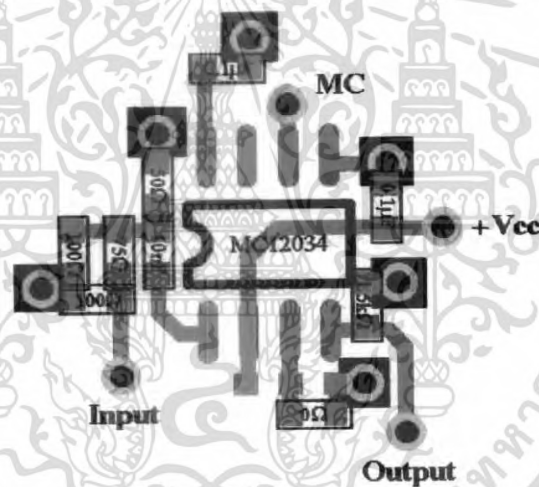
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

พรีสเกลเลอร์เป็นตัวหารความถี่ที่เข้ามาให้ต่ำลงเพื่อที่จะป้อนให้กับวงจรเฟสดีเทกเตอร์โดยใช้ ไอซี MC12034 ซึ่งจะถูกตั้งหารเท่ากับ 64/65 โดยทำการต่อวงจรดังรูป 3.20



รูปที่ 3.20 การต่อวงจรของไอซี MC12034



รูปที่ 3.21 ภายวงจรของวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

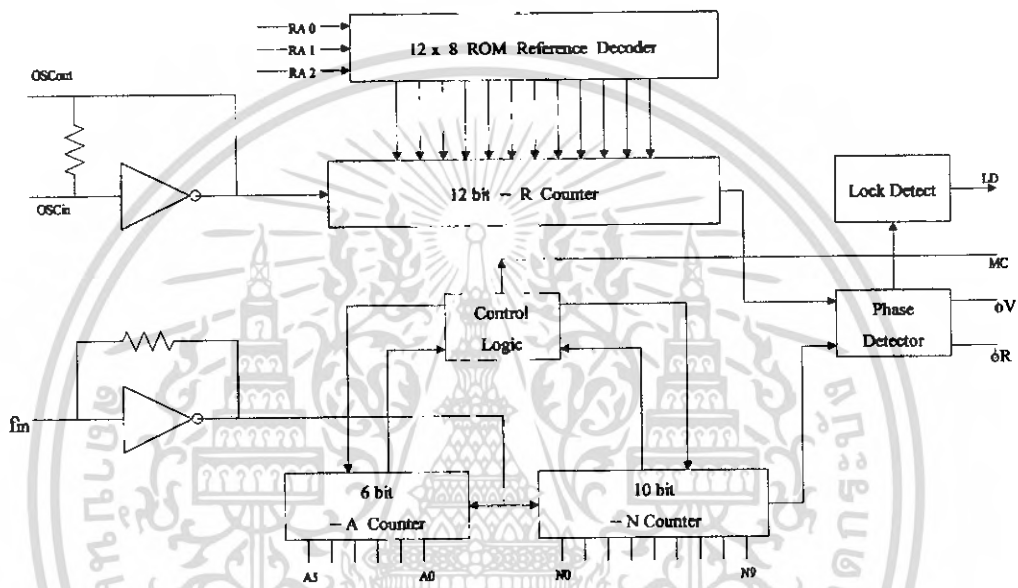


รูปที่ 3.22 วงจรพรีสเกลเลอร์แบบสอง โมดูลัสที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ไอซี MC145152-2 ประกอบด้วยส่วนที่เป็นการโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาส่วนของความถี่อ้างอิงและส่วนของเฟสดีเทกเตอร์ดังแสดงได้ตามรูปที่ 3.23 ซึ่งไอซีนี้สามารถตั้งโปรแกรมเพื่อหารความถี่ที่เข้ามาให้ได้ 16 บิตแบบขนาน โดย 10 บิตสำหรับตัวหาร N (10 bit / N Counter) และ 6 บิตสำหรับตัวหาร A (6 bit / A Counter) และมีโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Control : MC) เพื่อส่งสัญญาณไปควบคุมการหารของไอซีพรีสเกลเลอร์ นอกจากนี้ยังมีล็อกดีเทก (Lock Detect : LD) เพื่อใช้บอกสถานะการล็อกของเฟสล็อกูปอีกด้วย



รูปที่ 3.23 ส่วนประกอบต่างๆ ภายใน MC145152-2

ในส่วนความถี่อ้างอิงจะใช้คริสตอล 10.24 เมกะเฮิรตซ์ เป็นตัวอ้างอิงและหารความถี่ลงมาโดยกำหนดจากค่า RA_0 , RA_1 และ RA_2 ในวงจรส่วนนี้กำหนด RA_0 , RA_1 และ RA_2 เป็น "1 0 1" ซึ่งเท่ากับการหารความถี่อ้างอิงจากคริสตอลด้วย 1024

$$\text{ฉะนั้นจะ ได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซีคือ } \frac{10.24 \text{ MHz}}{1024} = 10 \text{ kHz}$$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่ มีวิธีการคำนวณดังนี้

1. ทำการหาค่าอัตราส่วนการหารทั้งหมด (N_t) โดยคิดจากอัตราส่วนระหว่างค่าความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้า (f_{vco}) กับค่าความถี่อ้างอิง (f_{ref}) ได้เป็นดังนี้

$$N_t = \frac{f_{vco}}{f_{ref}} = \frac{245 \text{ MHz}}{10 \text{ kHz}} = 24500$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เปรียบเทียบค่าที่ได้กับสมการ $N_r = NP + A$ จากค่าดัชนีของไอซี MC145152-2 โดยที่

N คือ ตัวโปรแกรม $N_0 - N_9 = 10$ บิต ทารตั้งแต่ 3-1023

A คือ ตัวโปรแกรม $A_0 - A_5 = 6$ บิต ทารตั้งแต่ 0-63

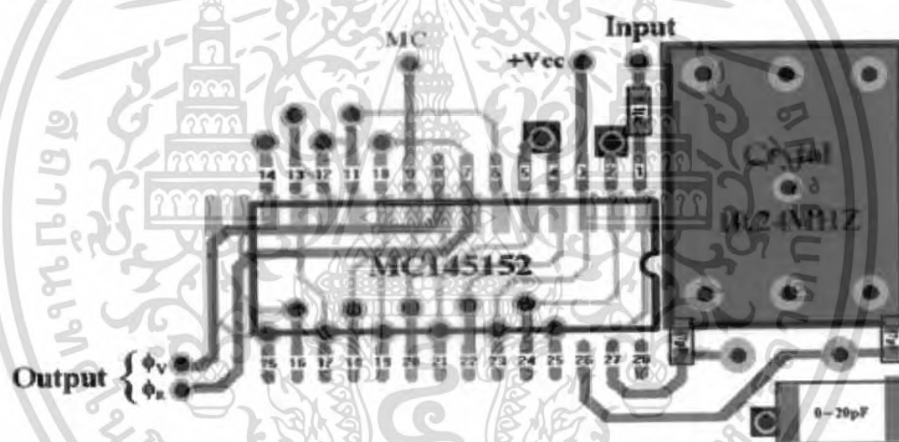
P คือ ตัวหารของพริตกลเลอร์หาร 64 และ 65

แทนค่าสมการเป็นดังนี้; $24500 = (N * 64) + A$

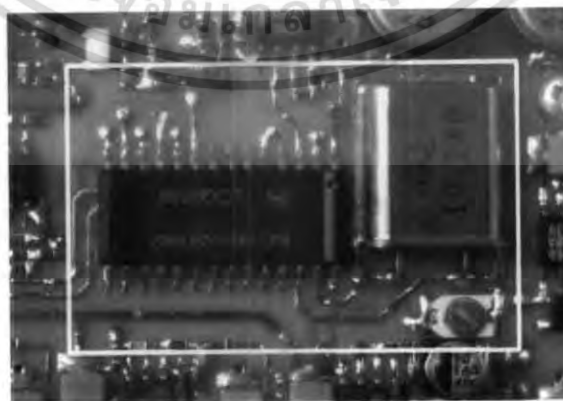
ดังนั้น $N = 382$ แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 0101 1111 10 (LSB)

$A = 52$ แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 11 0100 (LSB)

สังเกตว่าถ้าตัวหามีค่ามากขึ้นจะทำให้ความถี่ของวงจรวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้ามีค่ามากขึ้นและถ้าตัวหามีค่าลดลงจะทำให้ความถี่ของวงจรวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้ามีค่าลดลงตามไปด้วยซึ่งค่าความถี่ที่เปลี่ยนแปลงไปนี้จะมีค่าเท่ากับความถี่อ้างอิง 10 kHz ต่อ 1 บิตของ A และจะเปลี่ยนแปลงไป 640 kHz ($64 * 10$ kHz) ต่อ 1 บิตของ N ลายวงจรและรูปวงจรที่วางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้วบนแผ่นพีซีบีแสดงได้ดังรูป 3.24 – 3.25



รูปที่ 3.24 ลายวงจรของวงจรถึงเพสดีเทกเตอร์

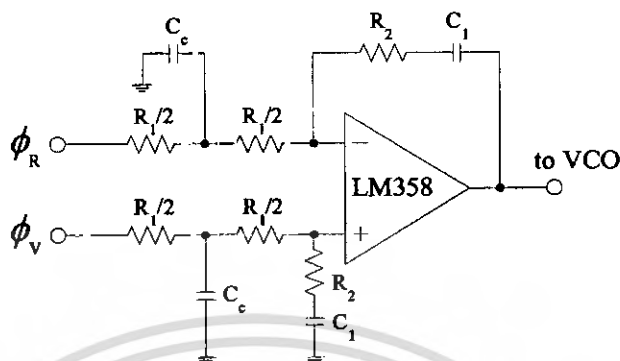


รูปที่ 3.25 วงจรถึงเพสดีเทกเตอร์ที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.4 การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรรูปฟิลเตอร์ออกแบบโดยใช้ออปแอมป์ LM 358 มีโครงสร้างวงจดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 โครงสร้างวงจรรูปฟิลเตอร์

ซึ่งมีการออกแบบโดยกำหนดให้

$$f_o = 245 \text{ MHz (local oscillator frequency)}$$

$$f_s = 10 \text{ kHz (channel spacing)}$$

$$f_b = 0.01 f_s \text{ (loop bandwidth)}$$

$$f_{rc} = 20 f_b \text{ (filter cut off frequency)}$$

$$\delta = 0.8 \text{ (loop damping factor)}$$

$$V_{DD} = 5 \text{ volts (PLL supply voltage)}$$

$$K_{vco} = \frac{2\pi \Delta f_{vco}}{\Delta V_{vco}} \text{ (VCO gain , measured on VCO)}$$

$$C_1 = 0.1 \mu F \text{ (active integrator component)}$$

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi} \text{ (Phase detector gain)} \tag{3.7}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi f_b}{\sqrt{2\delta^2 + 1 + \sqrt{((2\delta^2 + 1)^2 + 1)}}} \text{ (Natural frequency)} \tag{3.8}$$

$$N_t = \frac{f_o}{f_s} \text{ (Total Division ratio in feedback loop)} \tag{3.9}$$

$$R_1 = \frac{K_\phi K_{vco}}{C_1 \omega_n^2 N_t} \tag{3.10}$$

$$R_2 = \frac{2\delta}{\omega_n C_1} \tag{3.11}$$

$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} \tag{3.12}$$

จากสมการข้างต้น ส่วนที่จะหาค่าลงในวงจรคือ R_1, R_2 และ C_c เพราะฉะนั้นแทนค่าลงในสมการคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$K_\phi = \frac{V_{DD}}{2\pi} = \frac{5}{2\pi} = 0.7957$$

$$K_{vco} = 2\pi \frac{\Delta f_{vco}}{\Delta V_{vco}} = 2\pi \frac{(291.6 - 224.6) \text{ MHz}}{5} = 84.19 \times 10^6 \text{ rad/V} \quad (\text{ได้จากกราวด์})$$

$$f_b = 0.01 f_s = 0.01 \times 10 \times 10^3 = 100 \text{ Hz}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi \times 100}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1} + \sqrt{((2(0.8)^2 + 1)^2 + 1)}} = \frac{628.31}{2.184} = 287.69 \text{ rad/sec}$$

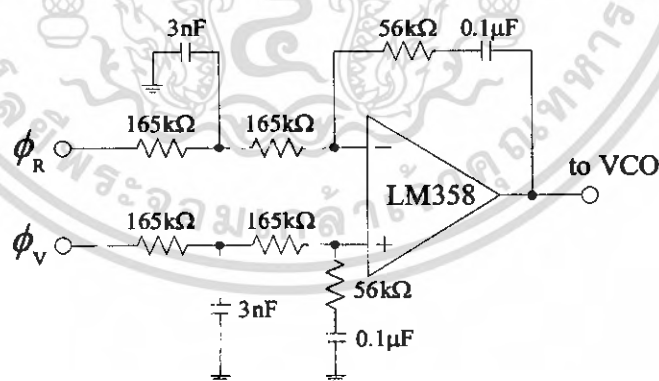
$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = \frac{245 \times 10^6}{10 \times 10^3} = 24500$$

$$R_1 = \frac{0.7957 \times 84.19 \times 10^6}{0.1 \times 10^{-6} \times (287.69)^2 \times 24500} = 330.365 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\delta}{\omega_n C_1} = \frac{2 \times 0.8}{287.69 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 55.61 \text{ k}\Omega$$

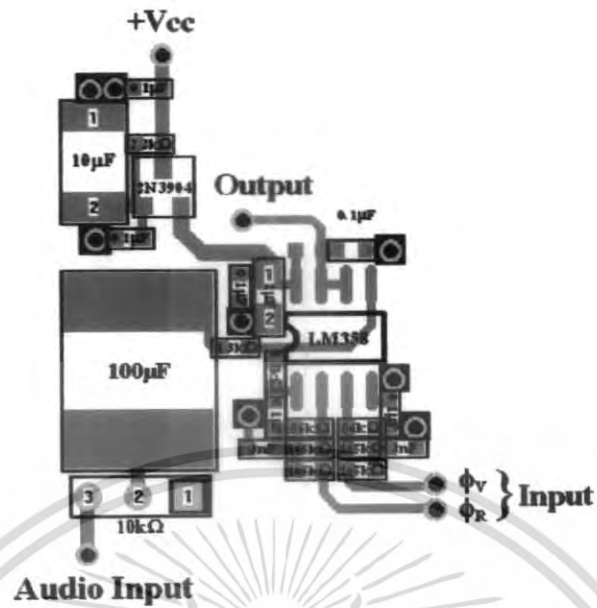
$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} = \frac{4}{2 \times 330.365 \times 10^3 \times 20 \times 100} = 3.03 \text{ nF}$$

ตามคำแนะนำ ให้ R_1 แบ่งเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณคือ $165 \text{ k}\Omega$ และ $165 \text{ k}\Omega$ ตามลำดับ R_2 ประมาณ $56 \text{ k}\Omega$ นำมาสร้างเป็นวงจรฟิลเตอร์ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.27 วงจรฟิลเตอร์ที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



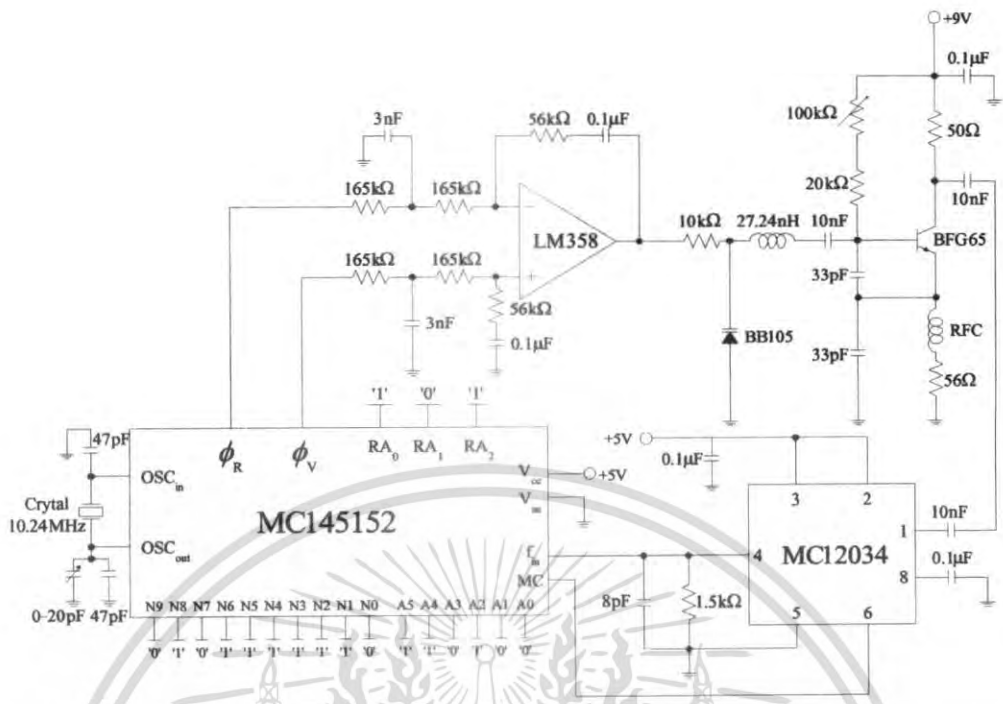
รูปที่ 3.28 ลายวงจรของวงจรรูปฟิลเตอร์



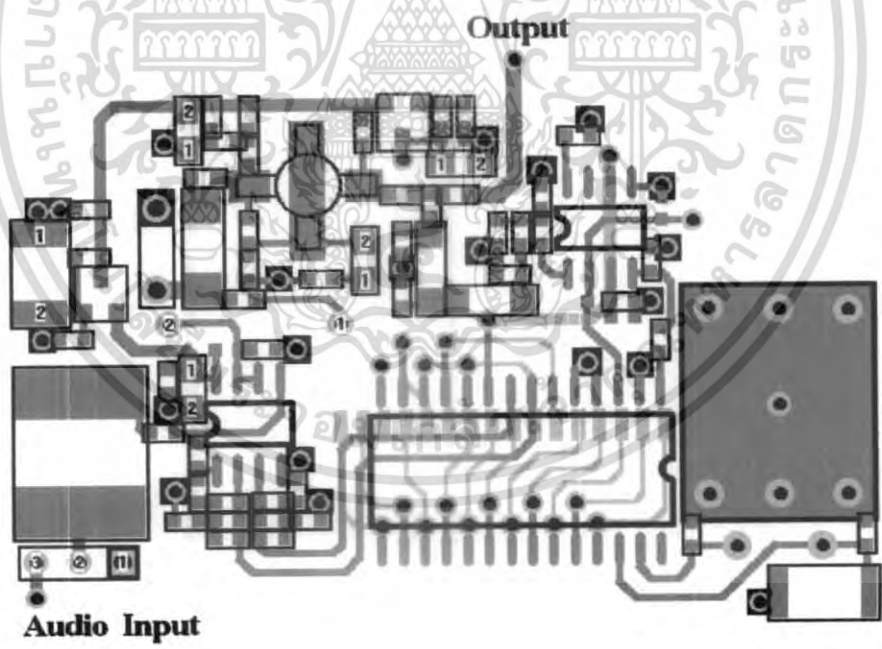
รูปที่ 3.29 วงจรรูปฟิลเตอร์ที่มีการวางอุปกรณ์เรียบร้อยแล้ว

หลังจากคำนวณ ได้ดังนี้แล้วนำวงจรแต่ละส่วนรวมเข้าด้วยกันจะได้วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ที่สมบูรณ์ดังรูปที่ 3.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

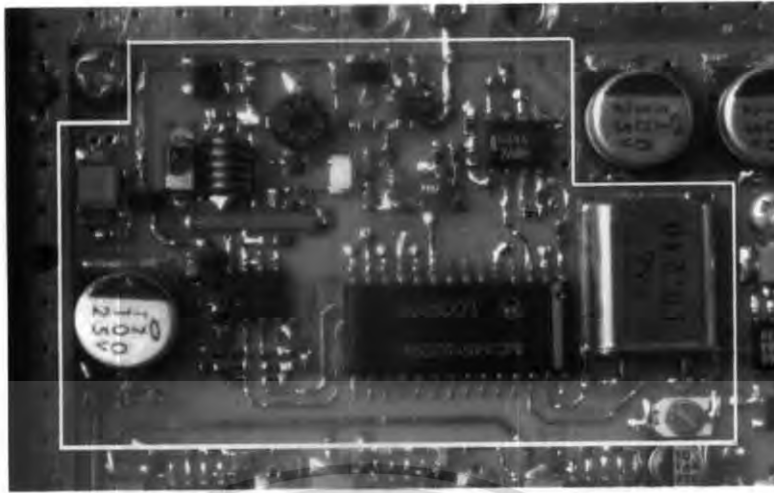


รูปที่ 3.30 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 3.31 ลายวงจรของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.32 วงจรตั้งแควระห์ควมถี่ด้วยเฟสล็อกูปควมถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์
ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

3.5 วงจรมอดูเลตควมถี่เอฟเอ็ม

การมอดูเลตควมถี่เอฟเอ็มในโครงงานนี้จะทำการมอดูเลตโดยใช้วงจรตั้งแควระห์ควมถี่ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้หลักการที่ว่าวิซีโอจะเปลี่ยนควมถี่เนื่องจากแรงดันควมคุม ดังนั้นถ้าเราป้อนสัญญาณเข้าไปรวมกับแรงดันควมคุมที่วงจรตั้งแควระห์ควมถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์ก็จะสามารถทำการมอดูเลตควมถี่เอฟเอ็มได้

3.6 การออกแบบวงจรขับกำลังสัญญาณควมถี่วิทยุที่ควมถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์ (245 MHz RF Driver Amplifier)

ในการสร้างเราเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG135 และไบอัสทรานซิสเตอร์โดยให้ $V_{CE} = 10$ V_{DC} และ $I_C = 75 \text{ mA}_{DC}$ จากค่าดัชนีจะทราบค่าของ S พารามิเตอร์ที่ควมถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์ดังนี้

$$S_{11} = 0.509 \angle -150^\circ$$

$$S_{12} = 0.056 \angle 52^\circ$$

$$S_{21} = 11.2 \angle 97.1^\circ$$

$$S_{22} = 0.307 \angle -111^\circ$$

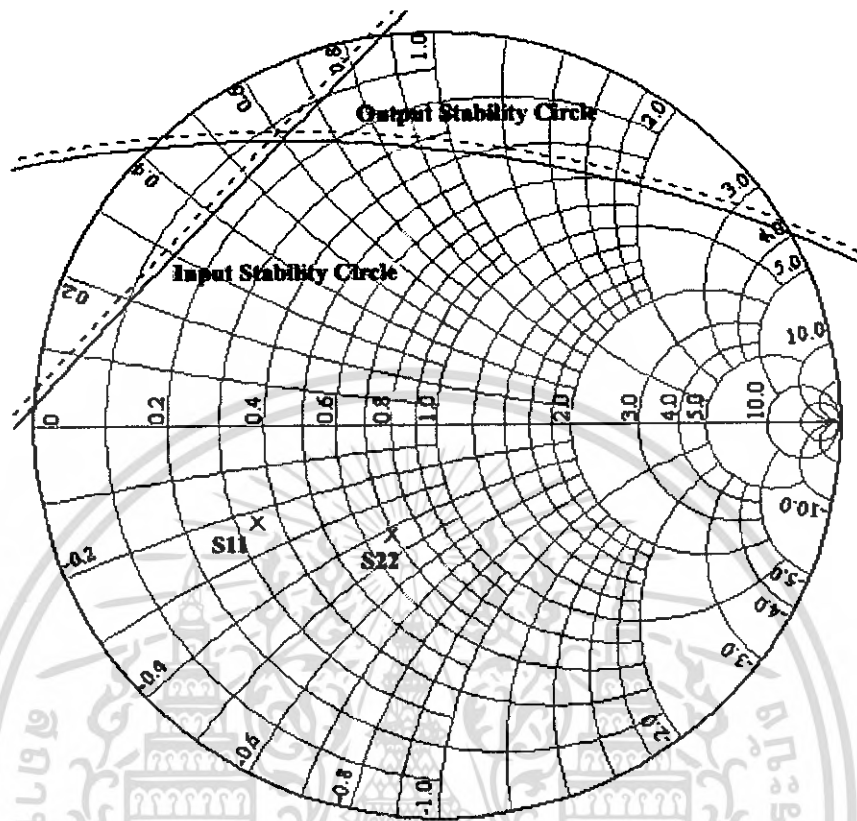
เมื่อทราบค่า S พารามิเตอร์แล้วจึงทำการคำนวณหาค่าของเสถียรภาพ (K) จากสมการ

$$K = \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|} \quad (3.13)$$

ซึ่ง D_S หาจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (3.14)$$



รูปที่ 3.33 สมบัติขารท์ของวงจรับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์

จะได้ค่า $K = 0.757$ ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลอินสแตเบิล (potentially unstable) คือจะมีบางค่าของซอร์สและโหลดอิมพีแดนซ์ที่ทำให้วงจรมีการออสซิลเลต (ค่าที่อยู่นอกวงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุตและวงกลมเสถียรภาพของอินพุต) ดังรูปที่ 3.33 แต่เมื่อทำการป้อนกลับแบบลบด้วยตัวต้านทานที่มีค่าเท่ากับ $1.2 \text{ k}\Omega$ ค่าของ S พารามิเตอร์ที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ จะเปลี่ยนเป็น

$$S_{11} = 0.445 \angle -165^\circ$$

$$S_{12} = 0.056 \angle 41.9^\circ$$

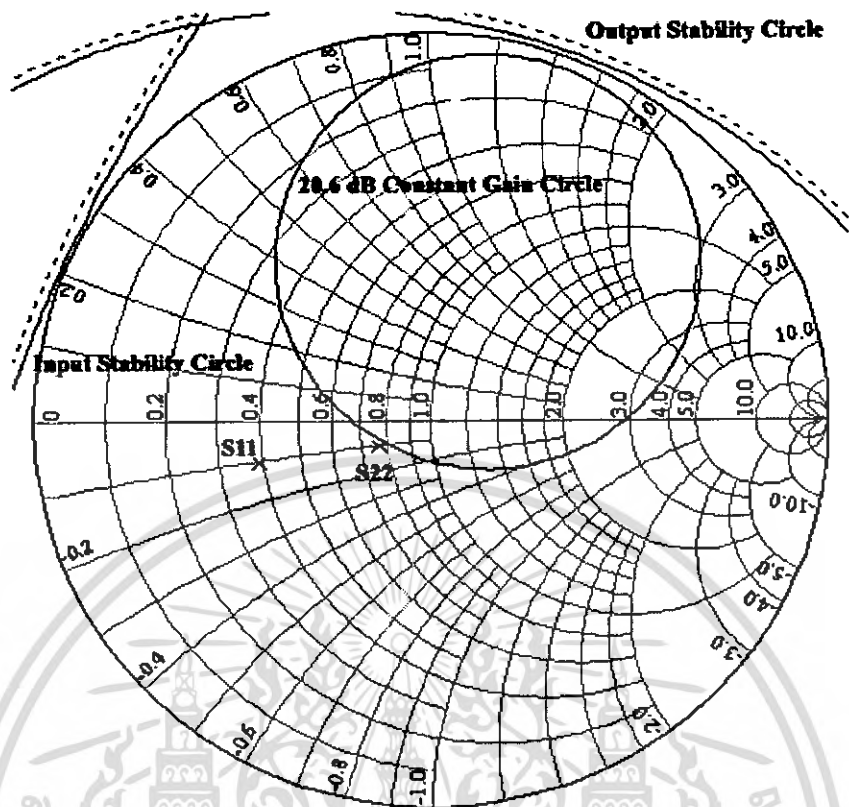
$$S_{21} = 10 \angle 109^\circ$$

$$S_{22} = 0.149 \angle -148^\circ$$

ทำการคำนวณหาค่า K จะได้เท่ากับ 1.01 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะอันคอนดิชันแนลีสเตเบิล (unconditionally stable) ซึ่งจะได่วงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุตและวงกลมเสถียรภาพของอินพุตดังรูปที่

3.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.34 สมบัติขารท์ของวงจรจับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์
เมื่อมีการป้อนกลับแบบลบ

ถ้าเราเลือกใช้ค่า S พารามิเตอร์ของการป้อนกลับแบบลบ จะเห็นได้ว่าค่า S_{22} อยู่บนวงกลมที่มี อัตราการขยายคงที่ที่ 20.6 dB และจากการจำลองแบบการทำงานจะได้ค่า Z_{in} และ Z_{out} ดังนี้

$$Z_{in} = 17.3 - j11.3$$

$$Z_{out} = 34.4 - j20.9$$

คำนวณวงจรแมตริงอิมพีแดนซ์
ที่อินพุต จาก

$$Z_{in} = 17.3 - j11.3$$

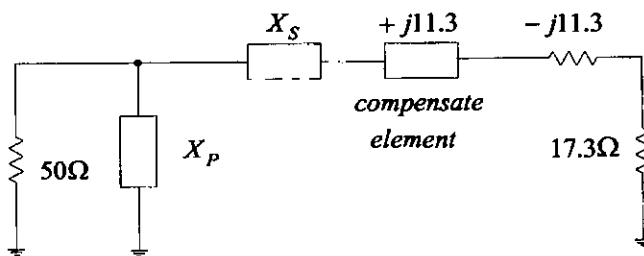
คำนวณหาค่า

$$Q = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1} \tag{3.15}$$

$$= \sqrt{\frac{50}{17.3} - 1}$$

$$= 1.375$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.35 วงจรแมตซ์อินพุตของทรานซิสเตอร์

$$X_P = \frac{R_S}{Q} = \frac{50}{1.375} = 36.36 \tag{3.16}$$

$$X_S = R_{in}Q = 17.3 \times 1.375 = 23.79 \tag{3.17}$$

เลือก $X_S = X_C$ และ $X_P = X_C$

$$X_S = +j23.79 + j11.3$$

$$= +j35.09, C = \frac{1}{2\pi \times 245 \times 10^6 \times 35.09} = 18.51 pF$$

$$X_P = +j36.36, L = \frac{36.36}{2\pi \times 245 \times 10^6} = 23.62 nH$$

ที่เอาต์พุต

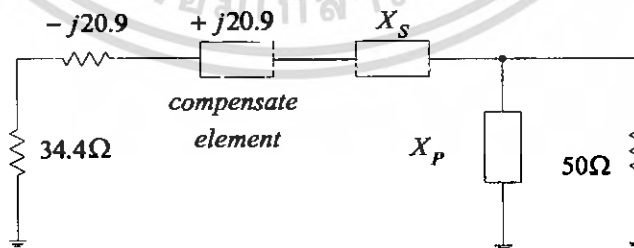
จาก $Z_{out} = 34.4 - j20.9$

คำนวณหาค่า

$$Q = \sqrt{\frac{R_P}{R_S} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{50}{34.4} - 1}$$

$$= 0.673$$



รูปที่ 3.36 วงจรแมตซ์เอาต์พุตของทรานซิสเตอร์

$$X_S = R_{out}Q = 34.4 \times 0.673 = 23.15$$

$$X_P = \frac{R_L}{Q} = \frac{50}{0.673} = 74.29$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

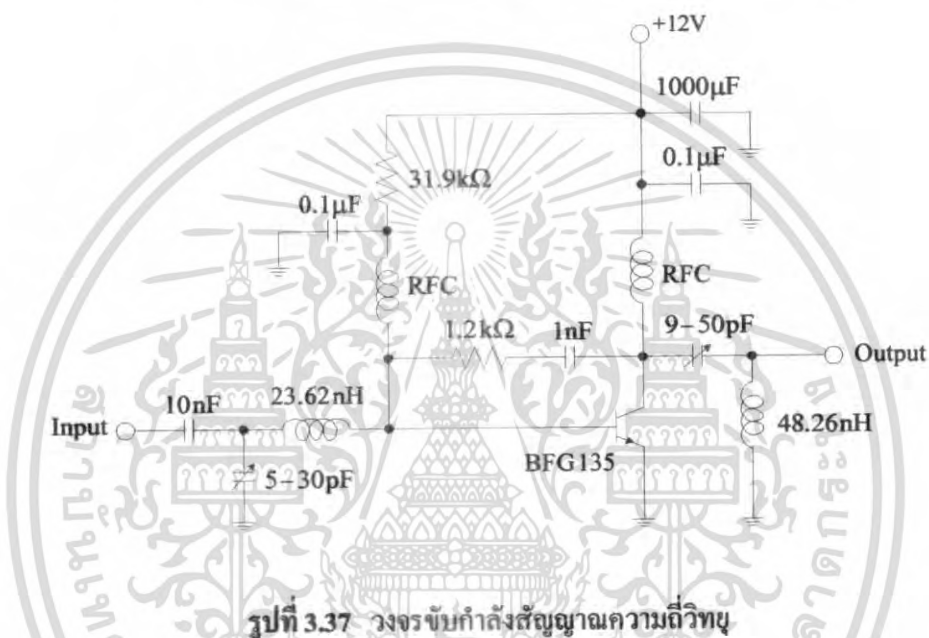
เลือก $X_S = X_C$ และ $X_P = X_L$

$$X_S = +j23.15 + j20.9$$

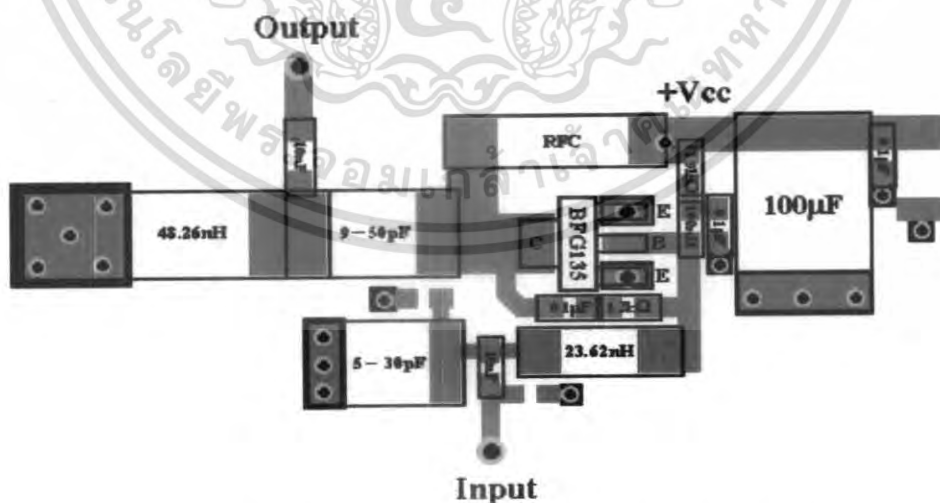
$$= +j44.05, C = \frac{1}{2\pi \times 245 \times 10^6 \times 44.05} = 14.75 \text{ pF}$$

$$X_P = +j74.29, L = \frac{74.29}{2\pi \times 245 \times 10^6} = 48.26 \text{ nH}$$

ดังนั้นจะได้วงจรขั้วกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นดังรูป

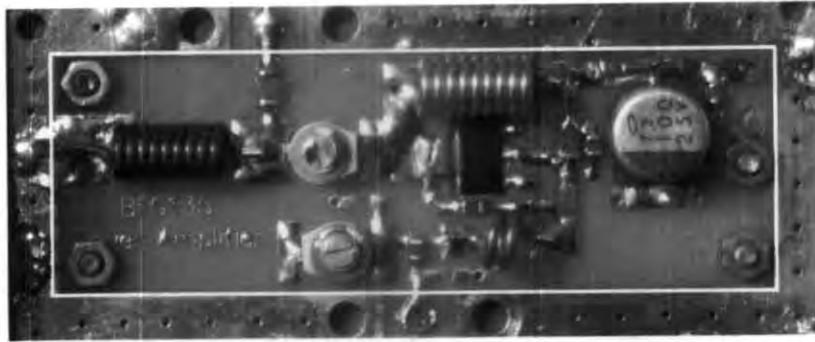


รูปที่ 3.37 วงจรขั้วกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ



รูปที่ 3.38 ลายวงจรของวงจรขั้วกำลังสัญญาณความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.39 วงจรขับกำลังสัญญาณความถี่วิทยุที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

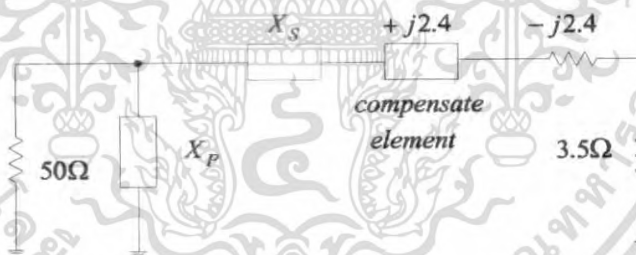
3.7 การออกแบบวงจรขยายกำลังที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ (Power Amplifier 245 MHz)

คำนวณวงจรแมตซ์อินพุตที่แดนซ์

ที่อินพุต

จาก $Z_{in} = 3.5 - j2.4$

คำนวณหาค่า $Q = \sqrt{\frac{R_S}{R_{in}} - 1}$
 $= \sqrt{\frac{50}{3.5} - 1}$
 $= 3.64$



รูปที่ 3.40 วงจรแมตซ์อินพุตของทรานซิสเตอร์

$$X_P = \frac{R_S}{Q} = \frac{50}{3.64} = 13.74$$

$$X_S = R_{in}Q = 3.5 \times 3.64 = 12.74$$

เลือก $X_S = X_L$ และ $X_P = X_C$

$$X_S = +j12.74 + j2.4$$

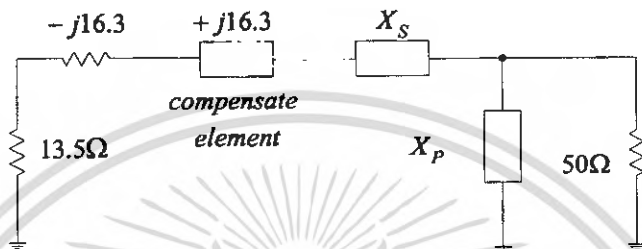
$$= +j15.14, L = \frac{15.14}{2\pi \times 245 \times 10^6} = 9.84 \text{ nH}$$

$$X_P = +j13.74, C = \frac{1}{2\pi \times 245 \times 10^6 \times 13.74} = 47.29 \text{ pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เอาต์พุต จาก $Z_{out} = 13.5 - j16.3$

คำนวณหาค่า $Q = \sqrt{\frac{R_L}{R_O} - 1}$
 $= \sqrt{\frac{50}{13.5} - 1}$
 $= 1.64$



รูปที่ 3.41 วงจรแมตซิงเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์

$$X_S = R_O Q = 13.5 \times 1.64 = 22.64$$

$$X_P = \frac{R_L}{Q} = \frac{50}{1.64} = 30.49$$

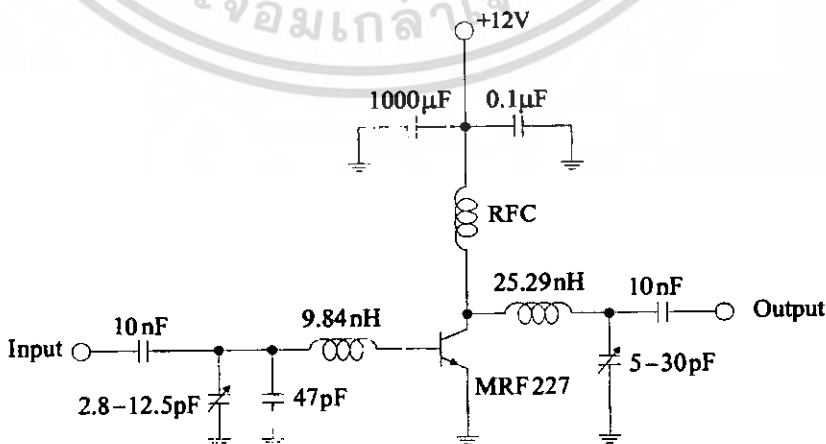
เลือก $X_S = X_L$ และ $X_P = X_C$

$$X_S = +j22.64 + j16.3$$

$$= +j38.94, L = \frac{38.94}{2\pi \times 245 \times 10^6} = 25.29 \text{ nH}$$

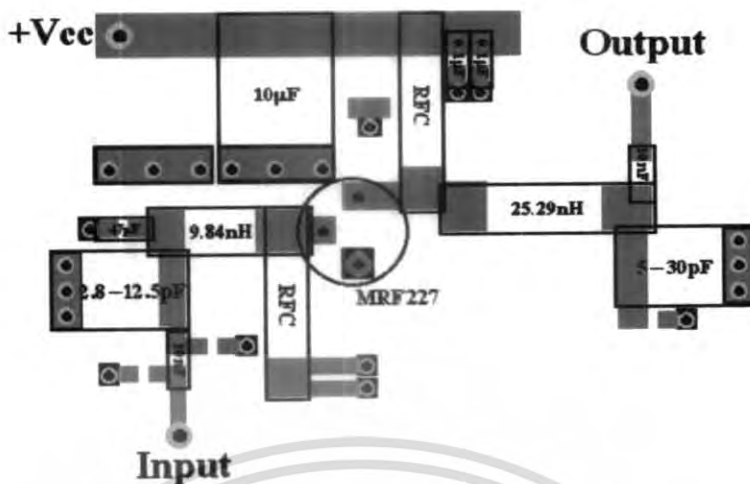
$$X_P = +j30.49, C = \frac{1}{2\pi \times 245 \times 10^6 \times 30.49} = 21.3 \text{ pF}$$

ดังนั้นจะได้วงจรขยายกำลังที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นดังรูป



รูปที่ 3.42 วงจรขยายกำลังที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



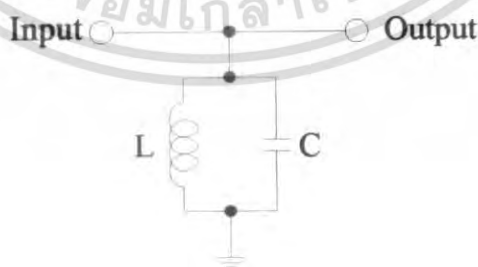
รูปที่ 3.43 ลายวงจรของวงจรขยายกำลัง



รูปที่ 3.44 วงจรขยายกำลังที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

3.8 การออกแบบวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 245 เมกะเฮิรตซ์ (Band Pass Filter 245 MHz)

ทำการออกแบบโดยใช้วงจรเรโซเนเตอร์ ซึ่งภายในวงจรประกอบด้วยตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำเท่านั้นดังรูปที่ 3.45



รูปที่ 3.45 โครงสร้างวงจรเรโซเนเตอร์

สามารถหาค่าได้จาก

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{3.18}$$

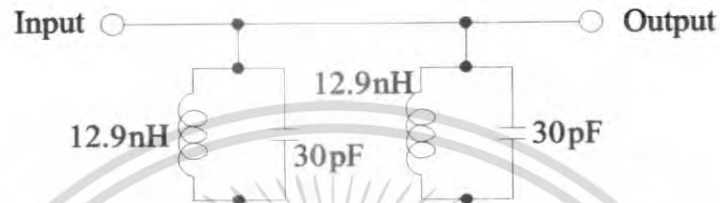
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ $C = 30\text{ pF}$ ค่า L หาได้จาก

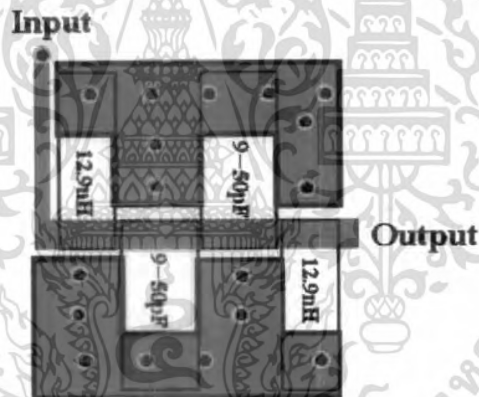
$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} \quad (3.19)$$

$$L = 12.9\text{ nH}$$

เพราะฉะนั้นวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์จะได้ดังรูปที่ 3.46



รูปที่ 3.46 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.47 ลายวงจรของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.48 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 245 เมกะเฮิร์ตซ์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

นำสัญญาณที่ได้จากวงจรกรองความถี่ผ่านไปทำการขยายขนาดสัญญาณ โดยในการสร้างเราเลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BFG540 และไบอัสทรานซิสเตอร์โดยให้ $V_{CE} = 3.0V_{DC}$ และ $I_C = 10 mA_{DC}$ จากค่าตัวชี้จะทราบค่าของ S พารามิเตอร์ที่ความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์ดังนี้

$$S_{11} = 0.631 \angle -108^\circ$$

$$S_{12} = 0.046 \angle 48.7^\circ$$

$$S_{21} = 14.2 \angle 119^\circ$$

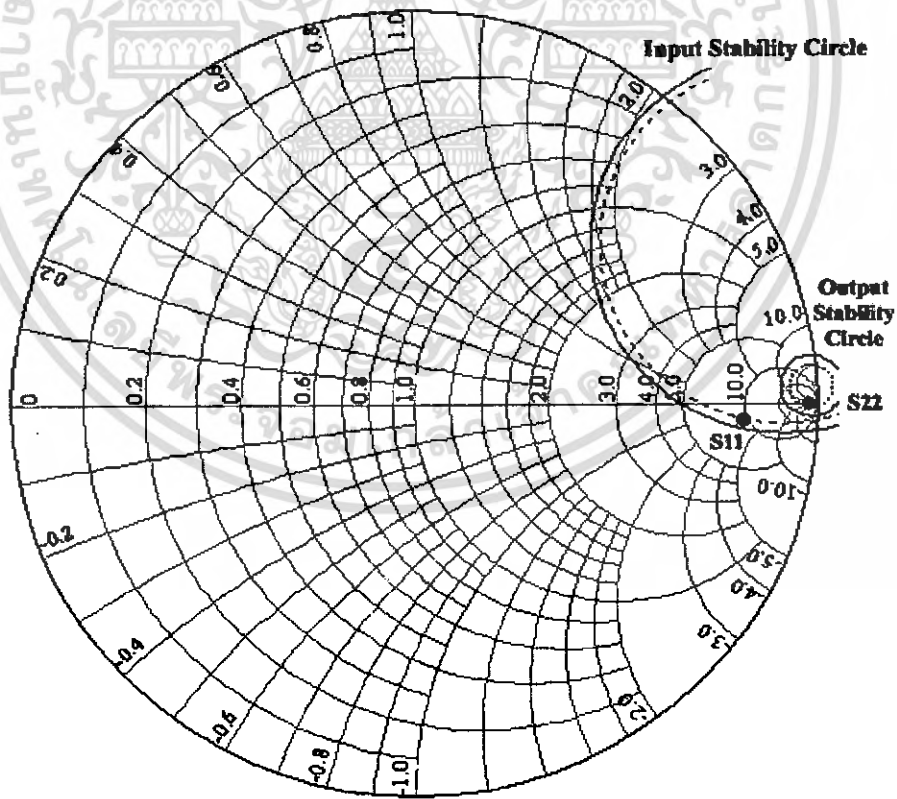
$$S_{22} = 0.533 \angle -51.4^\circ$$

เมื่อทราบค่า S พารามิเตอร์แล้วจึงทำการคำนวณหาค่าของเสถียรภาพ (K) จากสมการ

$$K = \frac{1 + |D_S|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21}| \cdot |S_{12}|}$$

ซึ่ง D_S หาจาก

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$



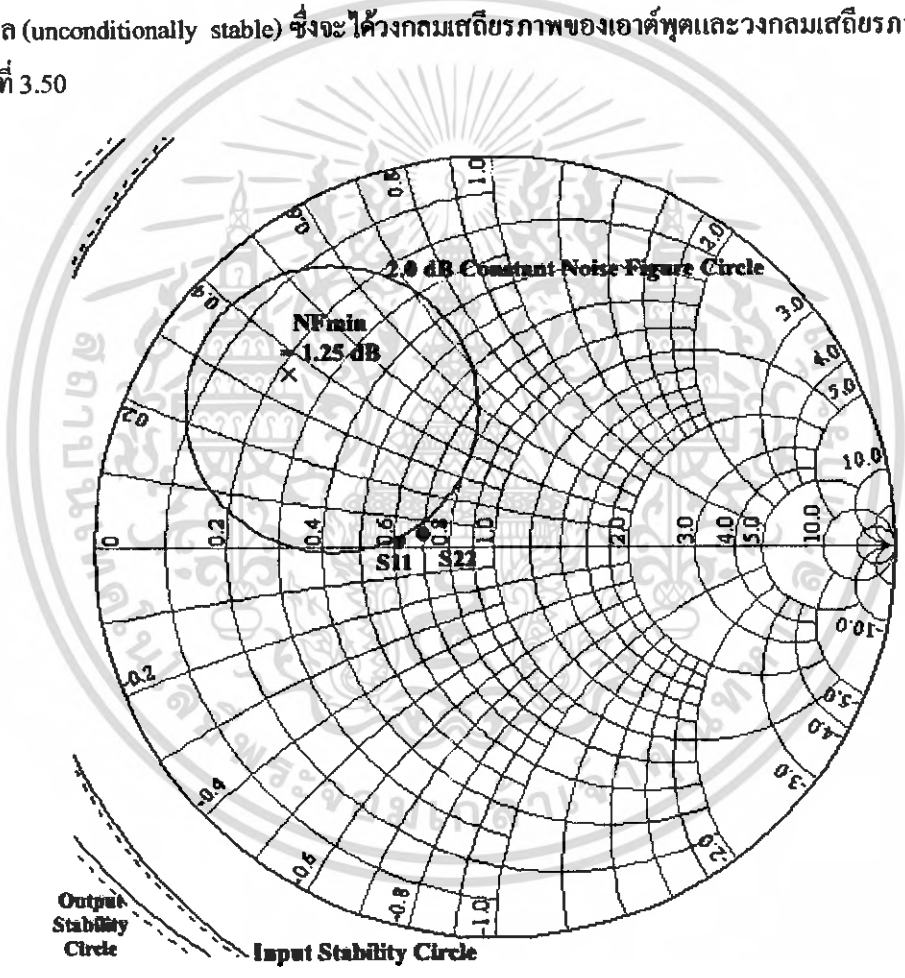
รูปที่ 3.49 สมิทธ์ชาร์ทของวงจขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ค่า $K = 0.385$ ดังนั้นทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะโพเทนเชียลอันสแตเบิล (potentially unstable) ดังรูปที่ 3.49 แต่เมื่อทำการป้อนกลับแบบลบ ด้วยตัวต้านทานที่มีค่าเท่ากับ 400Ω ค่าของ S พารามิเตอร์ที่ความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์ จะเปลี่ยนเป็น

$$\begin{aligned} S_{11} &= 0.239 \angle 176^\circ \\ S_{12} &= 0.083 \angle 178^\circ \\ S_{21} &= 8.54 \angle 1.78^\circ \\ S_{22} &= 0.183 \angle 169^\circ \end{aligned}$$

ทำการคำนวณหาค่า K จะได้เท่ากับ 1.04 ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะอันคอนดิชันแนลลี สแตเบิล (unconditionally stable) ซึ่งจะได้วงกลมเสถียรภาพของเอาต์พุตและวงกลมเสถียรภาพของอินพุต ดังรูปที่ 3.50



รูปที่ 3.50 สมบัติซาร์ทของวงจรรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำเมื่อมีการป้อนกลับแบบลบ

เมื่อเลือกใช้ค่า S_{11} เท่ากับค่าที่ได้จากการป้อนกลับแบบลบ จะได้ค่า Noise Figure เท่ากับ 2 dB ดังรูปที่ 3.50 เมื่อทราบค่า S พารามิเตอร์แล้วจึงทำการหาค่า Maximum Available Gain (MAG) จาก

$$\text{MAG} = 10 \log \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (\text{dB}) \quad (3.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 10 \log \left[\frac{8.54}{0.083} \right]$$

$$= 20.19 \text{ dB}$$

จากการจำลองแบบการทำงานจะได้ค่า Z_{in} และ Z_{out} ดังนี้

$$Z_{in} = 30.7 - j1.08$$

$$Z_{out} = 34.7 - j2.51$$

คำนวณวงจรเมตซิ่งอิมพีแดนซ์

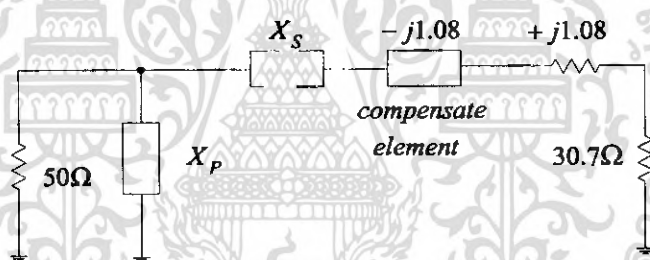
ที่อินพุต จาก $Z_{in} = 30.7 + j1.08$

คำนวณหาค่า

$$Q = \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1}$$

$$= \sqrt{\frac{50}{30.7} - 1}$$

$$= 0.793$$



รูปที่ 3.51 วงจรเมตซิ่งอินพุตของทรานซิสเตอร์

$$X_P = \frac{R_S}{Q} = \frac{50}{0.793} = 63.05$$

$$X_S = R_{in} Q = 30.7 \times 0.793 = 24.34$$

เลือก $X_S = X_C$ และ $X_P = X_L$

$$X_S = +j24.34 - j1.08$$

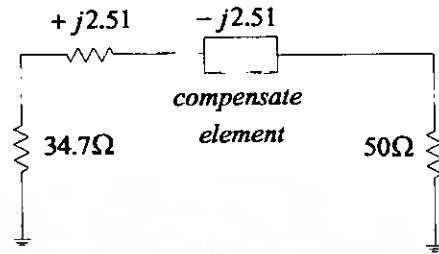
$$= +j23.26, L = \frac{23.26}{2\pi \times 245 \times 10^6} = 15.11 \text{ nH}$$

$$X_P = +j63.05, C = \frac{1}{2\pi \times 245 \times 10^6 \times 63.05} = 10.3 \text{ pF}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เอาต์พุต จาก $Z_{out} = 34.7 + j2.51$

เนื่องจากค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์มีค่าใกล้เคียง 50Ω จึงทำการเมคซิ่ง เฉพาะค่า $+j2.51$ เท่านั้น

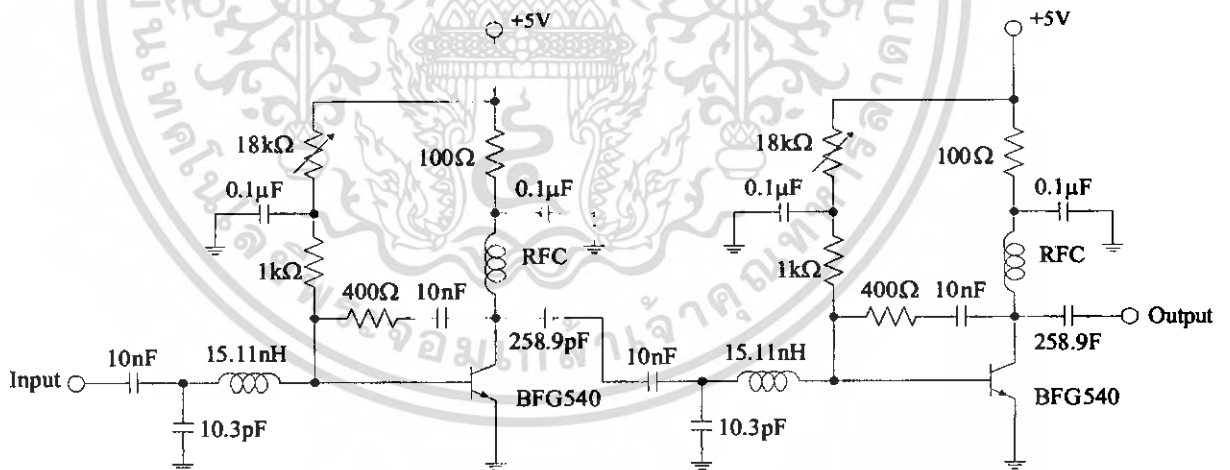


รูปที่ 3.52 วงจรเมคซิ่งเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 3.52 ค่าคอมเพนเซชันเรโทลิเมนต์ มีค่าเท่ากับ $-j2.51$ เพราะฉะนั้นจึงเลือกแทนด้วย ตัวเก็บประจุที่มีค่าเท่ากับ

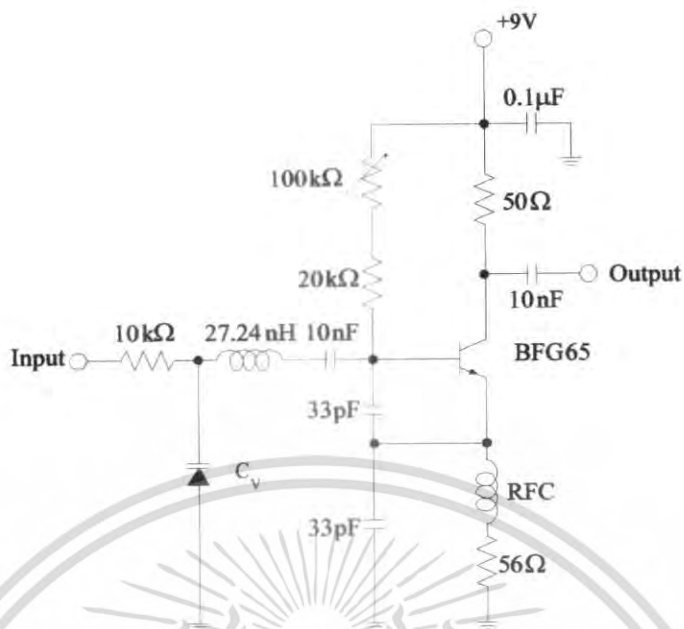
$$C = \frac{1}{2\pi \times 245 \times 10^6 \times 2.51} = 258.9 \text{ pF}$$

ดังนั้นจะได้วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำที่ความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์ เป็นดังรูป

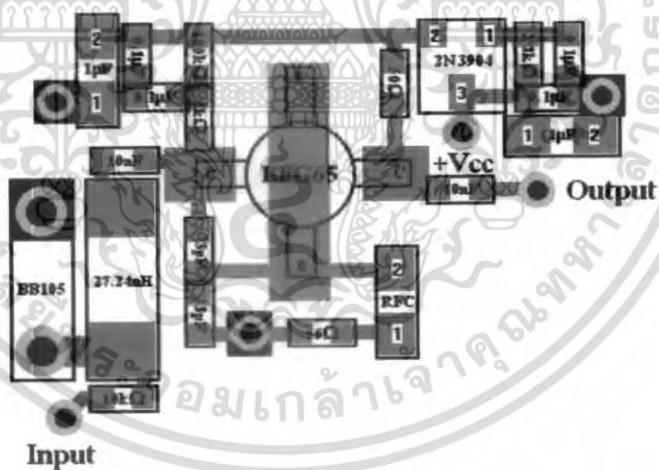


รูปที่ 3.53 วงจรขยายสัญญาณที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำที่ความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

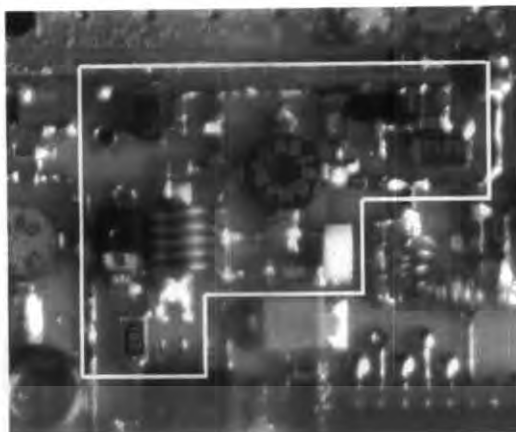


รูปที่ 3.56 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า โดยมีความถี่ที่ต้องการที่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.57 ลายวงจรของวงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า โดยมีความถี่ที่ต้องการที่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์

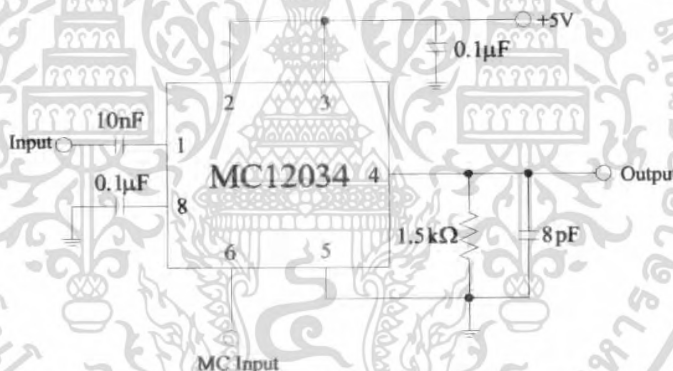
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



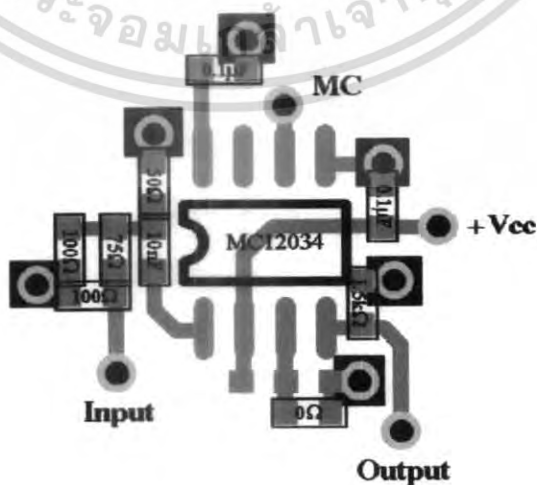
รูปที่ 3.58 วงจรกำเนิดสัญญาณที่ปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า
ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

3.10.2 การออกแบบวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

การออกแบบจะใช้ไอซีเดียวกันกับวงจรพรีสเกลเลอร์ที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ซึ่งก็คือ ไอซี MC12034 โดยทำการต่อวงจรดังรูป 3.59



รูปที่ 3.59 การต่อวงจรของไอซี MC12034



รูปที่ 3.60 ภายวงจรของวงจรพรีสเกลเลอร์แบบสองโมดูลัส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.61 วงจรพีซีทีแบบสองโมดูลที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

3.10.3 การออกแบบวงจรเฟสดีเทกเตอร์และการตั้งโปรแกรมหารความถี่

ในส่วนความถี่อ้างอิงใช้คริสตัลออกสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์เป็นสัญญาณอ้างอิง และหารความถี่ลงมาโดยกำหนดค่า RA₀, RA₁ และ RA₂ เป็น “1 0 1” ซึ่งเท่ากับการหารด้วย 1024 ฉะนั้นจะได้ความถี่อ้างอิงภายในตัวไอซีคือ

$$\frac{10.24 \text{ MHz}}{1024} = 10 \text{ kHz}$$

ในการตั้งโปรแกรมหารความถี่จะทำการคำนวณเช่นเดียวกันกับในวงจรตั้งแคว้นความถี่ที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งจะได้ค่าต่างๆดังนี้

$$N = \frac{f_{VCO}}{f_{ref}} = \frac{255.7 \text{ MHz}}{10 \text{ kHz}} = 25570$$

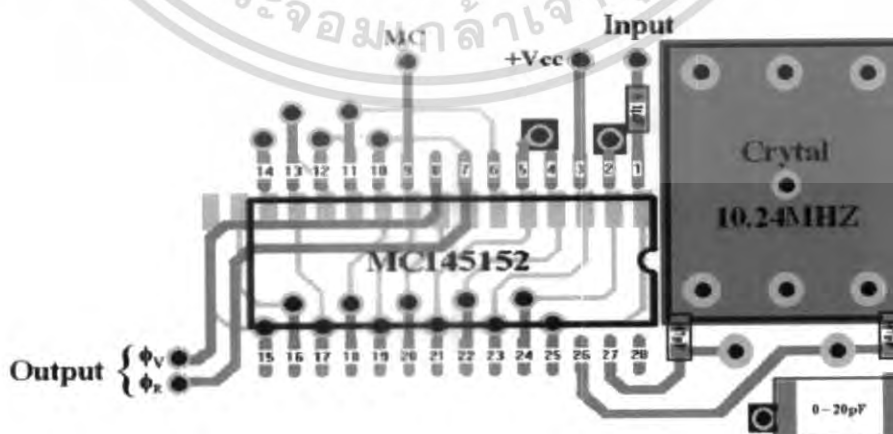
แทนค่าสมการเป็นดังนี้ ;

$$25570 = (N * 64) + A$$

ดังนั้น N = 399 แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 0110 001111 (LSB)

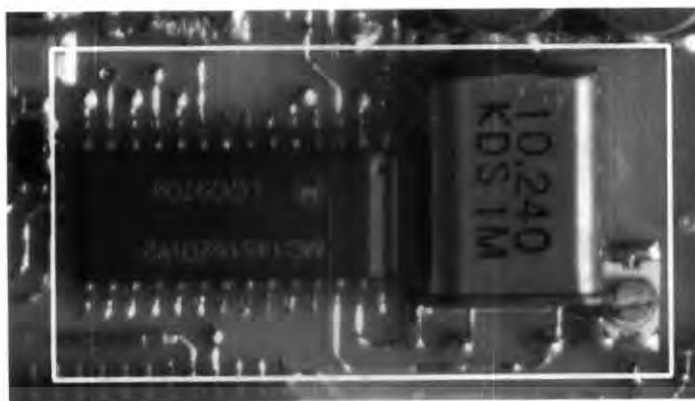
A = 34 แปลงเป็นเลขฐาน 2 ได้เป็น (MSB) 10 0010 (LSB)

สามารถแสดงการต่อวงจรจริงบนแผ่นพีซีบีได้ดังรูปที่ 3.63



รูปที่ 3.62 ลายวงจรของวงจรเฟสดีเทกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.63 วงจรเฟสล็อกเตอร์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

3.10.4 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ (Loop Filter)

การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ออกแบบโดยใช้ชิปแอมป์ LM358 ซึ่งมีการออกแบบโดยทำการคำนวณที่ความถี่ 255.7 เมกะเฮิรตซ์และทำการคำนวณเช่นเดียวกันกับการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ในวงจรตั้งคราะห์ความถี่ที่ 245 เมกะเฮิรตซ์ จะได้

$$K_{\phi} = \frac{V_{DD}}{2\pi} = \frac{5}{2\pi} = 0.7957$$

$$K_{vco} = 2\pi \frac{\Delta f_{vco}}{\Delta V_{vco}} = 2\pi \frac{(308.8 - 231.3) \text{ MHz}}{5} = 97.39 \times 10^6 \text{ rad/V} \quad (\text{ได้จากการวัด})$$

$$f_b = 0.01 f_s = 0.01 \times 10 \times 10^3 = 100 \text{ Hz}$$

$$\omega_n = \frac{2\pi \times 100}{\sqrt{2(0.8)^2 + 1} + \sqrt{((2(0.8)^2 + 1)^2 + 1)}} = \frac{628.31}{2.184} = 287.69 \text{ rad/sec}$$

$$N_t = \frac{f_o}{f_s} = \frac{255.7 \times 10^6}{10 \times 10^3} = 25.7 \times 10^3$$

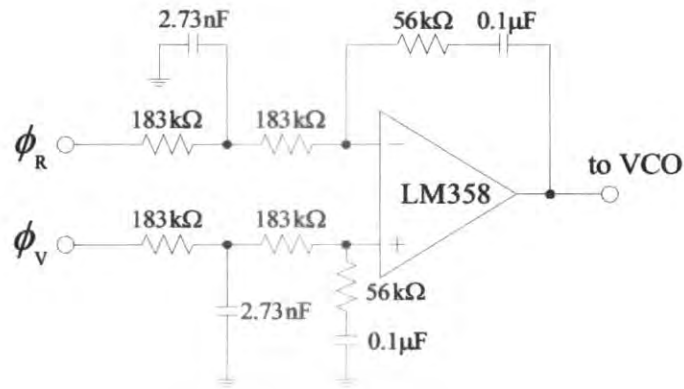
$$R_1 = \frac{0.796 \times 97.39 \times 10^6}{0.1 \times 10^{-6} \times (287.69)^2 \times 25570} = 366.308 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{2\delta}{\omega_n C_1} = \frac{2 \times 0.8}{287.69 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 55.61 \text{ k}\Omega$$

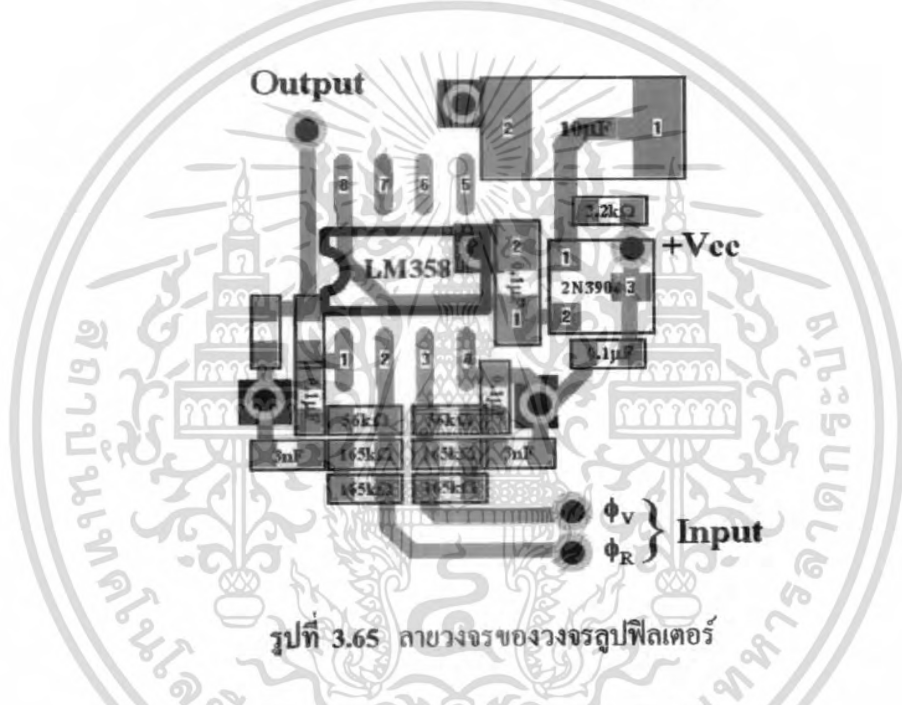
$$C_c = \frac{4}{2R_1 f_{rc}} = \frac{4}{2 \times 366.308 \times 10^3 \times 20 \times 100} = 2.73 \text{ nF}$$

ตามคำแนะนำ ให้ R_1 แบ่งเป็น 2 ตัว จึงได้ค่าประมาณคือ 183 k Ω และ 183 k Ω ตามลำดับ R_2 ประมาณ 56 k Ω นำมาสร้างเป็นวงจรฟิลเตอร์ ได้ดังวงจรในรูปที่ 3.64

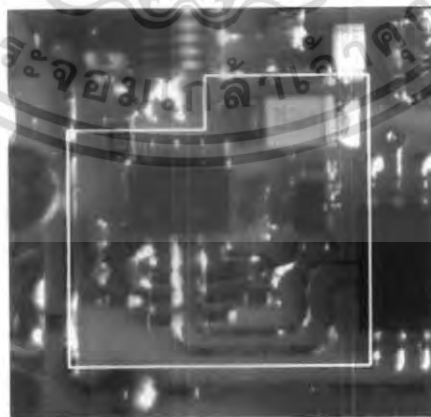
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.64 วงจรสมบูรณของลูปฟิลเตอร์



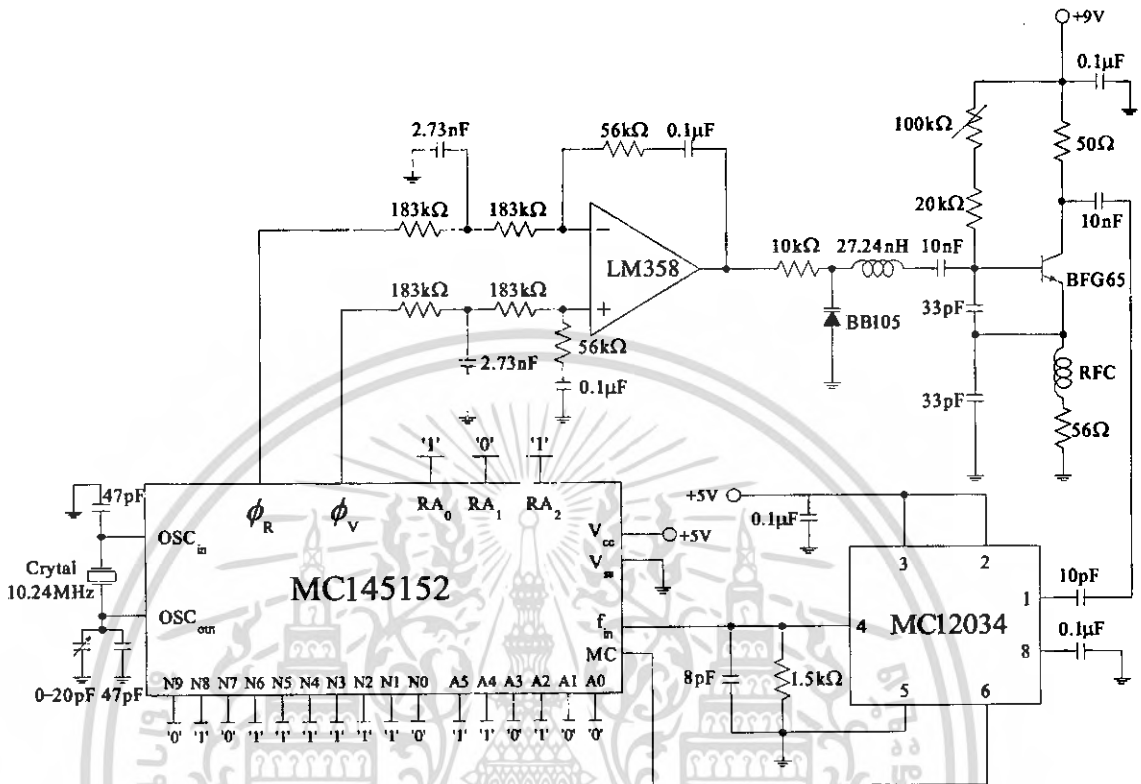
รูปที่ 3.65 ภาพวงจรของวงจรลูปฟิลเตอร์



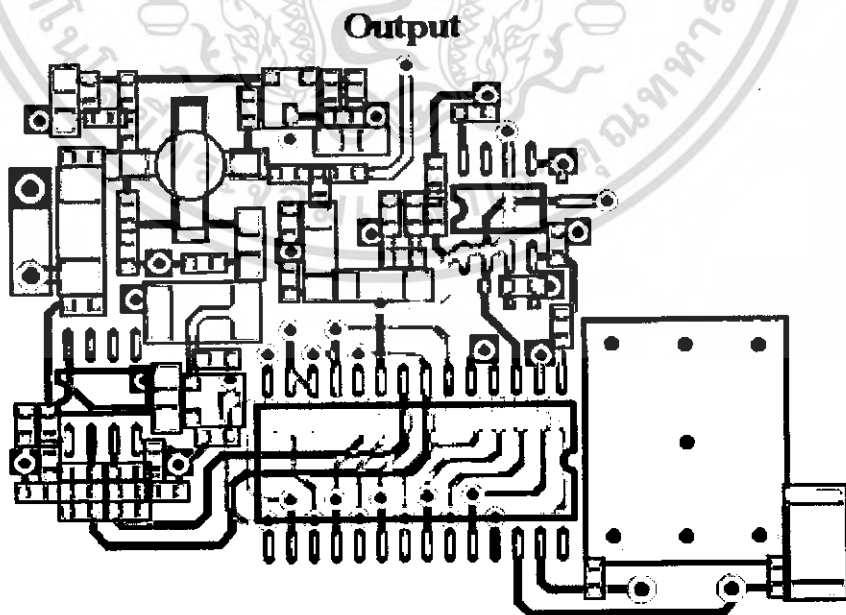
รูปที่ 3.66 วงจรลูปฟิลเตอร์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากคำนวณได้ดังนี้แล้วนำวงจรแต่ละส่วนรวมเข้าด้วยกันจะได้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ค่าความถี่ 255.7 เมกะเฮิรตซ์ดังรูปที่ 3.67

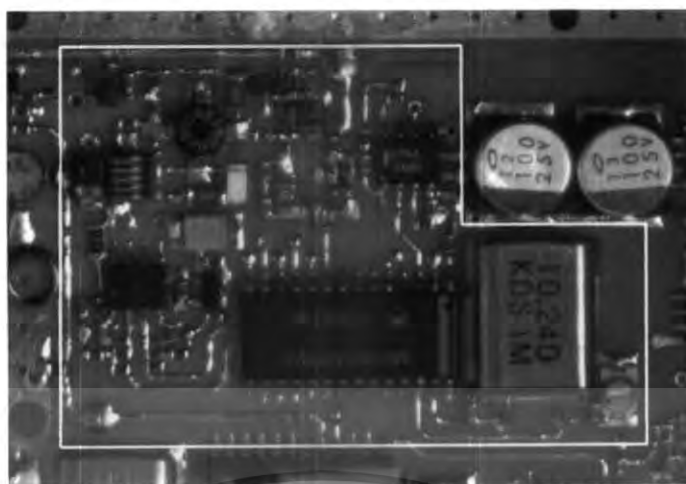


รูปที่ 3.67 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 255.7 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 3.68 ลายวงจรของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 255.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



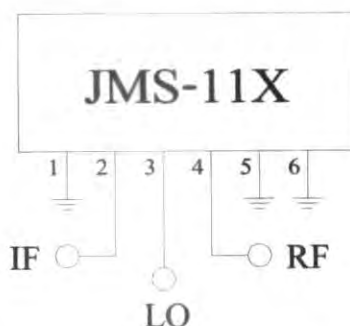
รูปที่ 3.69 วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกูปที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

3.11 การออกแบบวงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์ใช้ JMS-11X โดยให้สัญญาณความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นความถี่วิทยุและให้สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์เป็นความถี่โลกอล การต่อวงจรแสดงได้ดังรูปที่ 3.71



รูปที่ 3.70 วงจรภายในของ JMS-11X



รูปที่ 3.71 วงจรมิกเซอร์ที่ให้ความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.72 วงจรมิกเซอร์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

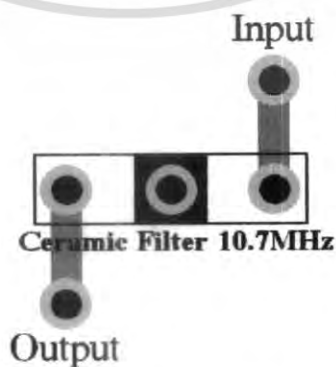
จะได้เอาต์พุตเป็นค่าความถี่กลางออกมาซึ่งเราต้องการเฉพาะค่าผลต่างของความถี่วิทยุและความถี่โลกอลเท่านั้นดังนั้นจึงต้องนำเอาต์พุตจากวงจรมิกเซอร์นี้ไปผ่านวงจรกรองความถี่ผ่านอีกครั้งหนึ่งเพื่อให้ได้ช่วงความถี่ที่ต้องการ

3.12 การออกแบบวงจรเซรามิกฟิลเตอร์ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

สัญญาณที่ออกมาจากวงจรมิกเซอร์นั้นจะมีฮาร์โมนิกอื่นๆรวมอยู่ด้วยเพราะฉะนั้นจึงต้องมีวงจรกรองแถบความถี่ผ่านเพื่อกรองเอาเฉพาะความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ออกมาโดยทำการต่อวงจรตามรูปที่ 3.73

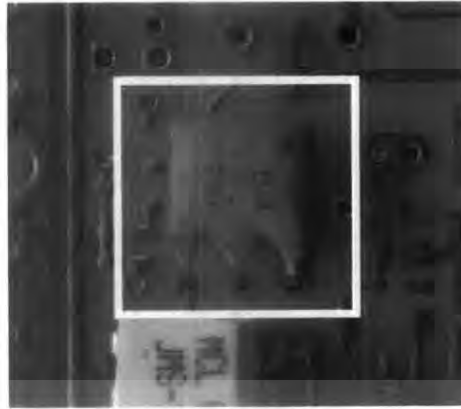


รูปที่ 3.73 วงจรเซรามิกฟิลเตอร์ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.74 ลายวงจรเซรามิกฟิลเตอร์ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.75 วงจรเซรามิกฟิลเตอร์ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

3.13 การออกแบบวงจรขยายความถี่กลางที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz)

สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านจะมีขนาดสัญญาณเล็กจึงจำเป็นต้องมีวงจรขยายสัญญาณในส่วนนี้ให้มีขนาดสัญญาณแรงขึ้นเพื่อนำไปใช้ในส่วนอื่นต่อไป

จากสมการ

$$g_{m(\min)} = \frac{1 + |S_{21}|}{Z_o} \tag{3.21}$$

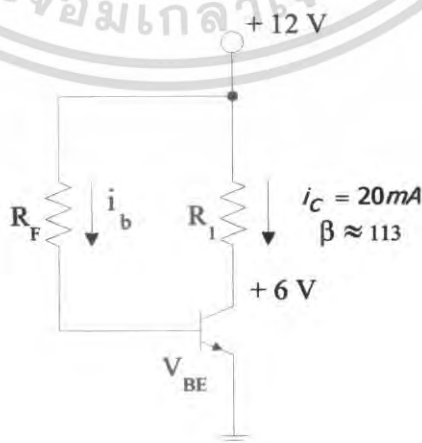
ต้องการ $S_{21} = 30dB$ เพราะฉะนั้น

$$g_{m(\min)} = \frac{31}{50} = 0.62$$

เลือกใช้ $g_m = 0.8$ จะได้

$$i_C = g_m \times V_T = 0.8 \times 25mV = 20mA \tag{3.22}$$

พิจารณาวงจรสมมูลทางคิซี



รูปที่ 3.76 วงจรสมมูลทางคิซีของวงจรคอมมอนอิมิตเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้

$$V_{CC} = +12V_{dc}$$

$$V_C = +6V$$

$$V_{BE} = 0.7V$$

$$\beta = 113 \text{ (ได้จากการวัด)}$$

และ $I_E \approx I_C = 20mA$

จะได้

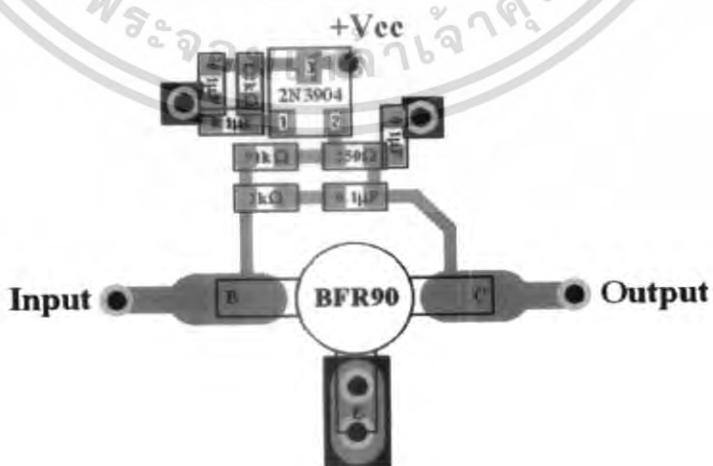
$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_C}{I_C} = 300\Omega \tag{3.23}$$

$$R_F = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} = 63.8\Omega \tag{3.24}$$

จากการคำนวณจะได้รูปวงจรรขยายสัญญาณความถี่กลางดังรูป 3.77



รูปที่ 3.77 วงจรรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ที่ใช้งานจริง



รูปที่ 3.78 ลายวงจรของวงจรรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



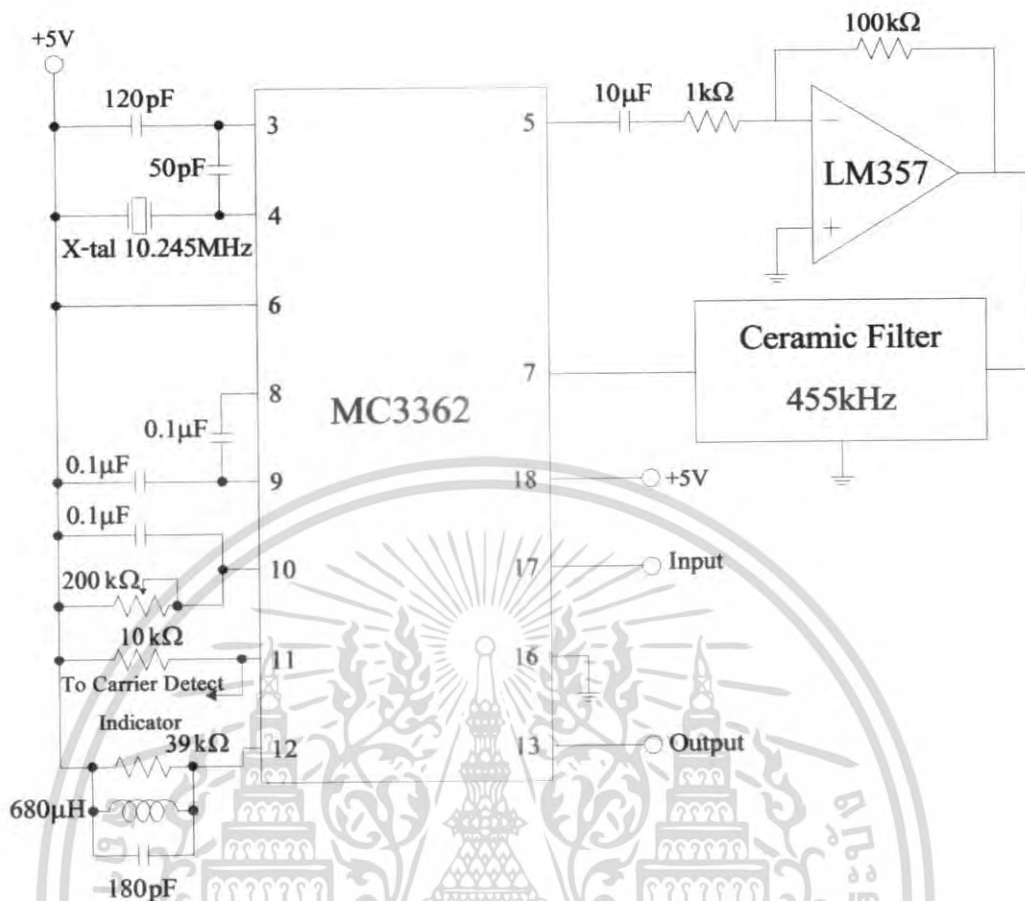
รูปที่ 3.79 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

3.14 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)

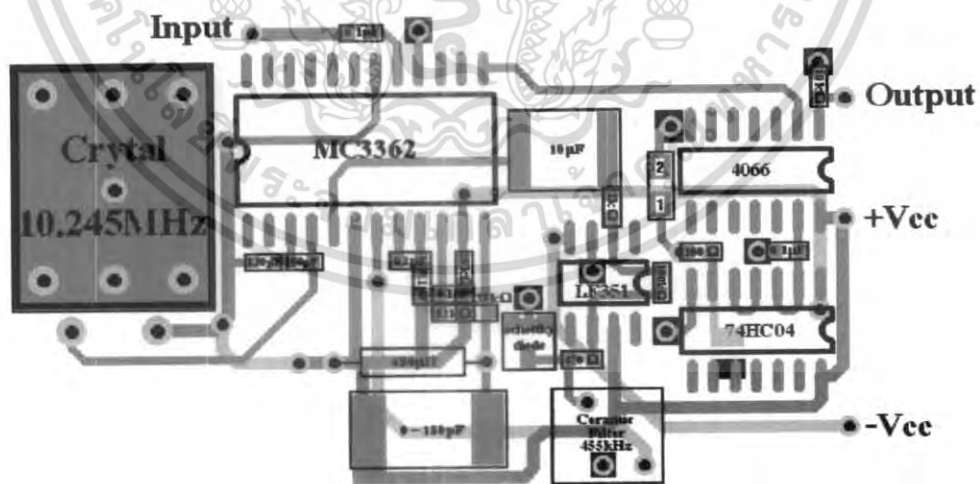
เนื่องจากการมอดูเลตทางด้านภาคส่งทำการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มดังนั้นจึงทำการออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์เพื่อให้ได้สัญญาณข่าวสารเดิมกลับคืนมาโดยในที่นี้เราใช้ไอซี MC3362 โดยต่อวงจรตามคำแนะนำในคาต้าลิก ซึ่งประกอบไปด้วย

- 3.14.1 วงจรคริสตัลออกออสซิลเลเตอร์ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ (Crystal Oscillator)
- 3.14.2 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)
- 3.14.3 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (IF Amplifier)
- 3.14.4 วงจรกรองสัญญาณความถี่กลาง 455 กิโลเฮิร์ตซ์ (IF Filter)
- 3.14.5 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ (FM Demodulator)

จากส่วนประกอบต่างๆสามารถแสดงวงจรรวมของวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ได้ดังรูป 3.80

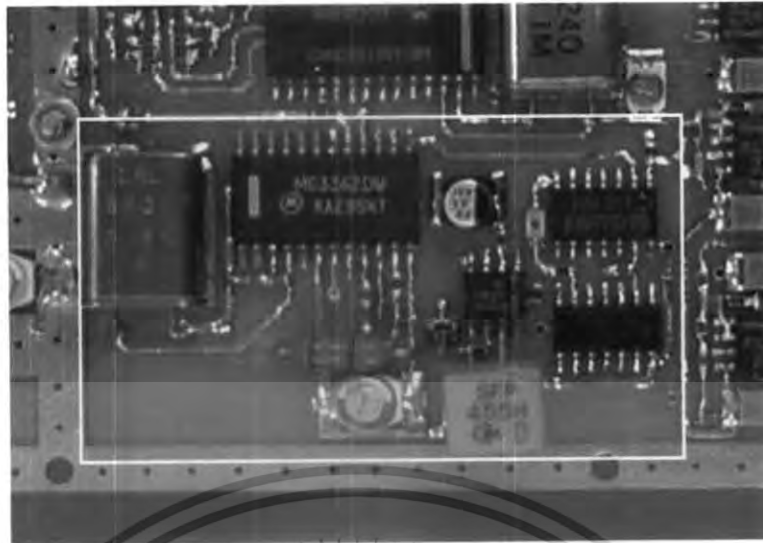


รูปที่ 3.80 วงจรเอฟเอ็มคิมอดูเลเตอร์



รูปที่ 3.81 ลายวงจรของวงจรเอฟเอ็มคิมอดูเลเตอร์

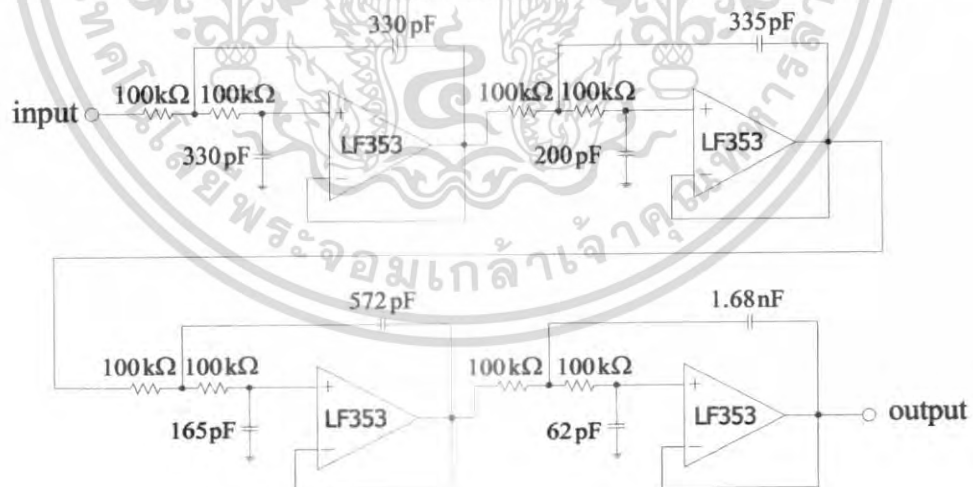
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.82 วงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์ที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

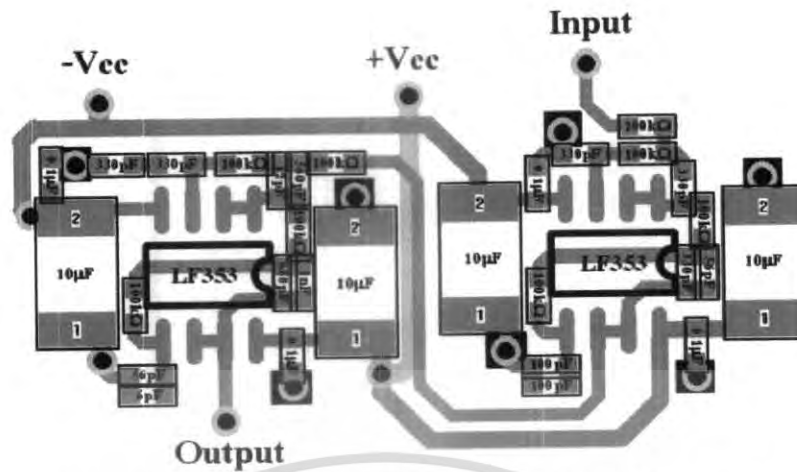
3.15 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟ (Active Low Pass Filter)

เนื่องจากเมื่อทำการดีมอดูเลตสัญญาณแล้วอาจมีสัญญาณอื่นมารบกวนสัญญาณข่าวสาร(เสียง)จึงทำการออกแบบวงจรกรองความถี่แบบปัดเทออร์เวอร์ทชนิดแอคทีฟ อันดับที่ 8 และให้มีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่สูงกว่า 5 กิโลเฮิร์ตซ์ทิ้งไป สามารถทำการออกแบบและคำนวณได้ตามหัวข้อที่ 3.2 สามารถแสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านได้ดังรูปที่ 3.83



รูปที่ 3.83 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอคทีฟความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



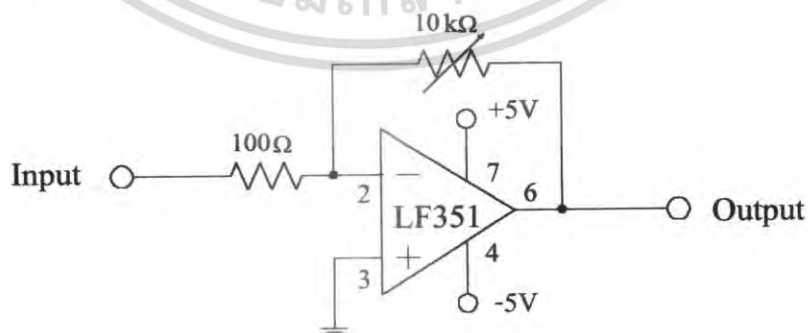
รูปที่ 3.84 ถายวงจรของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 3.85 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

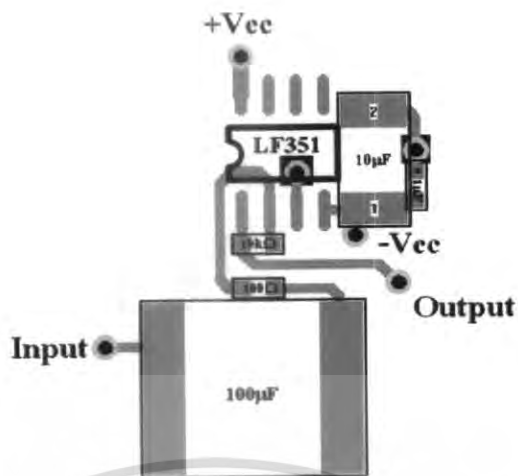
3.16 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณที่ทำการคีมอคูเลตให้ได้สัญญาณเดิมกลับคืนมายังมีขนาดเล็กจึงต้องทำการขยายสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้น โดยนำไปผ่านวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสซึ่งสามารถทำการออกแบบและคำนวณได้ตามหัวข้อ 3.2 สามารถแสดงวงจรขยายสัญญาณที่ออกแบบไว้ได้ดังรูป 3.86



รูปที่ 3.86 วงจรขยายสัญญาณเสียงแบบกลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



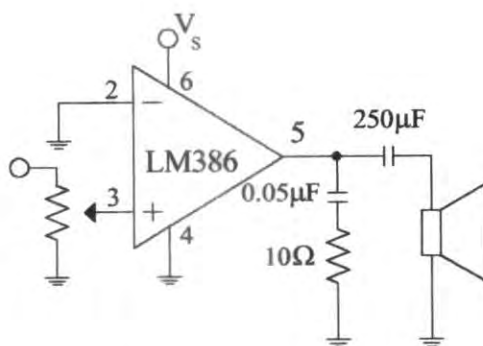
รูปที่ 3.87 ลายวงจรของวงจรขยายสัญญาณเสียงแบบกลับเฟส



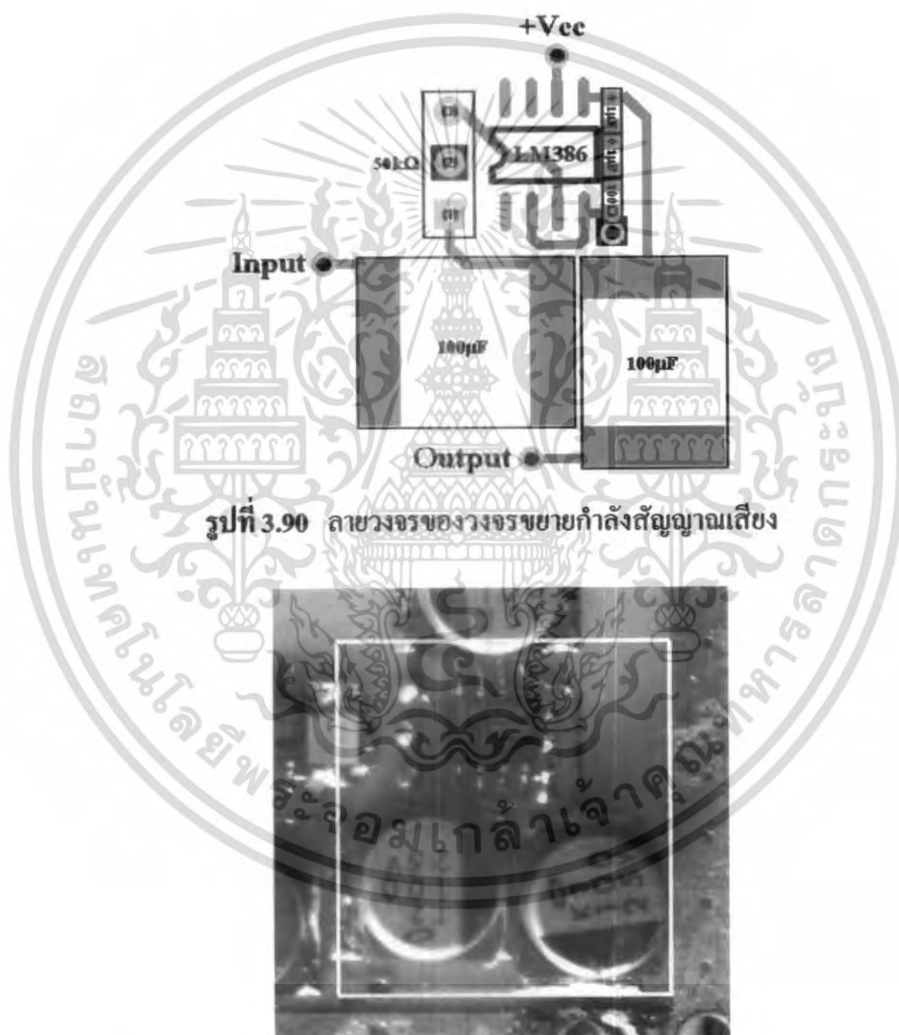
รูปที่ 3.88 วงจรขยายสัญญาณเสียงที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

3.17 การออกแบบวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง (Power Audio Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านวงจรคิมูเลเตอร์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านยังมีขนาดเล็กไม่เพียงพอที่จะขับสัญญาณออกสู่ลำโพง ดังนั้นเราจึงต้องทำการออกแบบวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียงเพื่อให้สัญญาณมีกำลังมากเพียงพอที่จะขับออกสู่ลำโพงได้ สามารถทำการออกแบบได้ตามคำชี้ทโดยมีอัตราการขยาย 20 เท่า วงจรที่ออกแบบสามารถแสดงได้ดังรูป 3.89



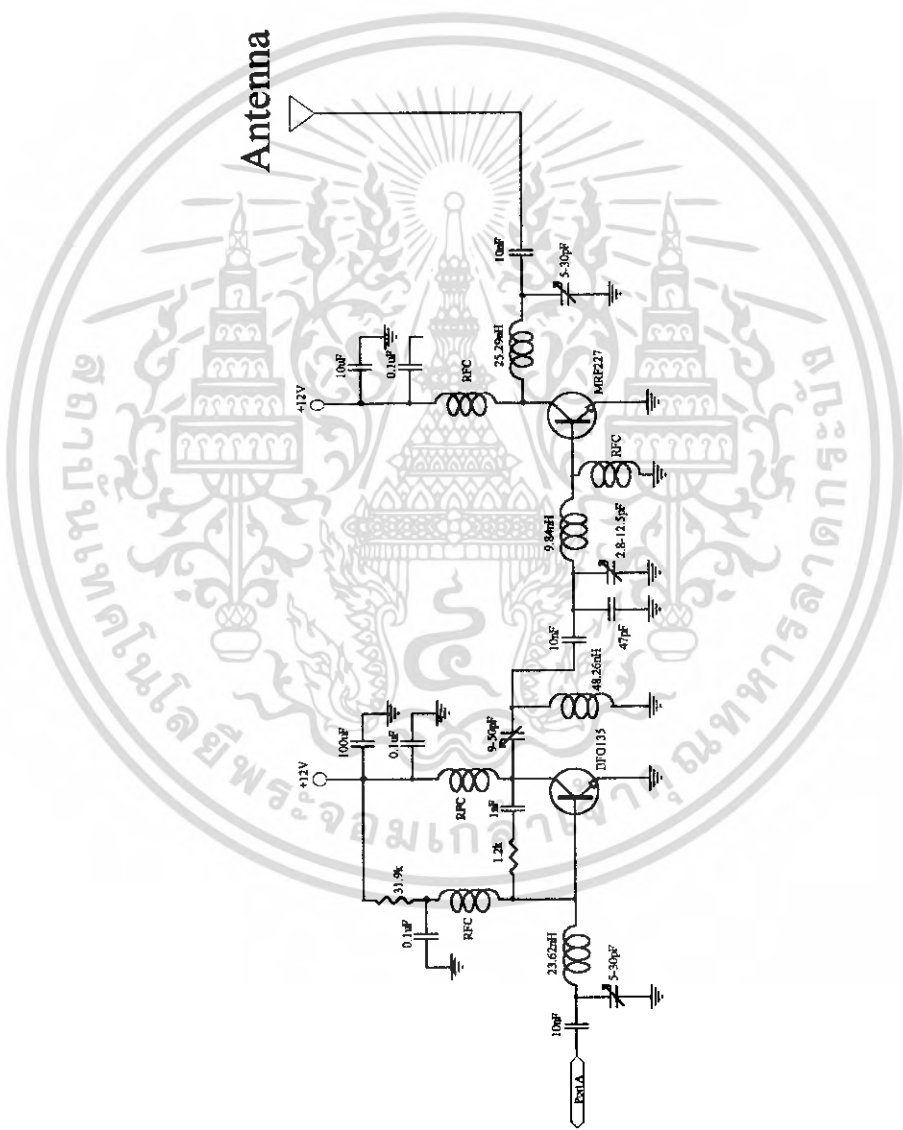
รูปที่ 3.89 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง



รูปที่ 3.90 ลายวงจรของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง

รูปที่ 3.91 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียงที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

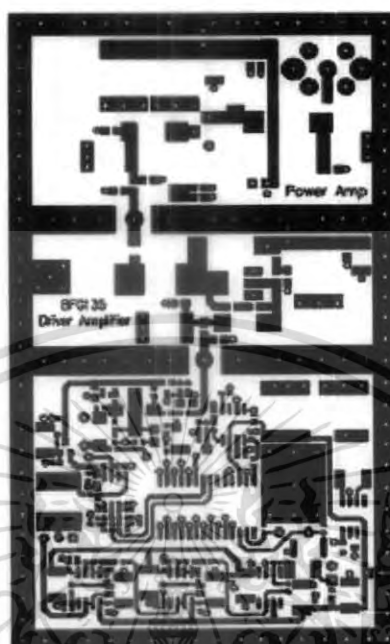
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



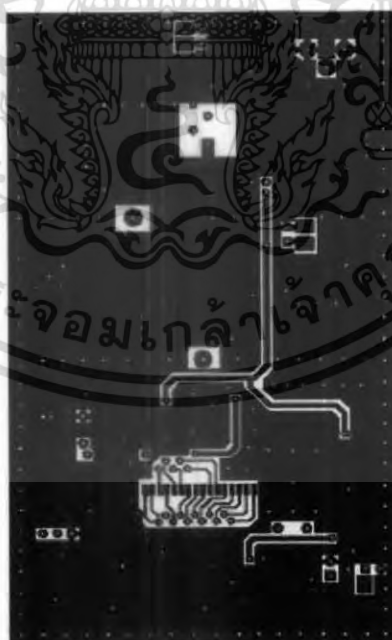
รูปที่ 3.92(B) วงจรรวมทางด้านภาคส่งของเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุผ่านความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์ (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการออกแบบวงจรโดยใช้โปรแกรมโปรเทล (Protel) ได้ลายวงจรรวมทางด้านภาคส่งดัง
รูป 3.93 - 3.94

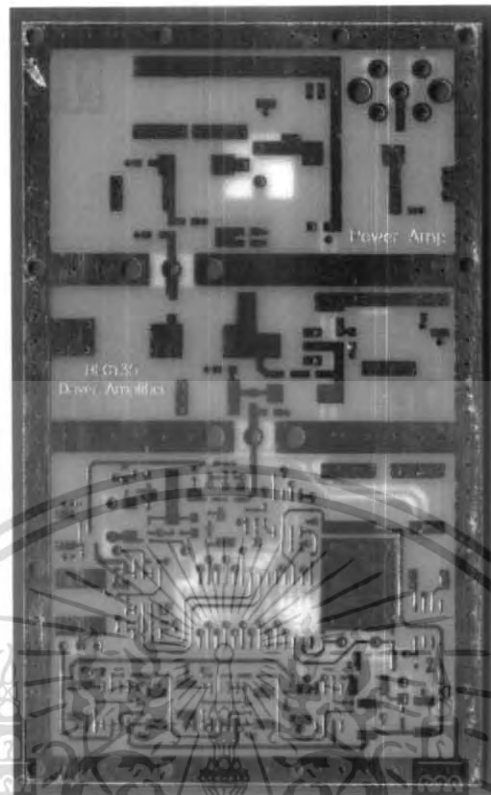


รูปที่ 3.93 ลายวงจรรวมทางด้านภาคส่งด้านหน้า



รูปที่ 3.94 ลายวงจรรวมทางด้านภาคส่งด้านหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



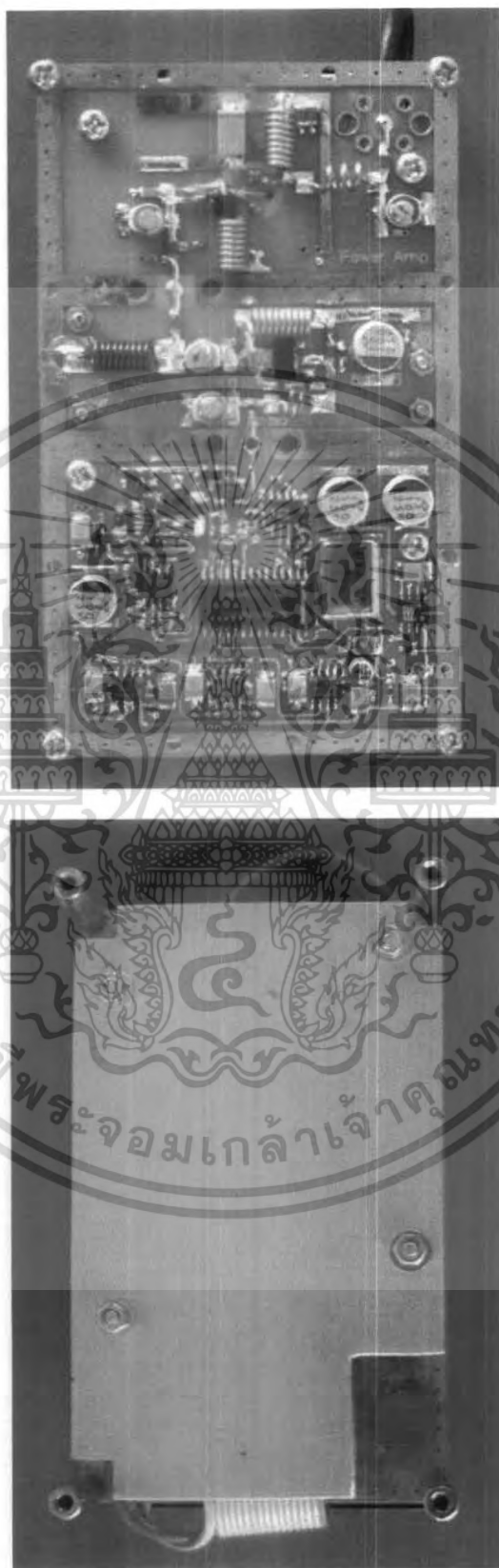
รูปที่ 3.95 แผ่นพีซีบีทางด้านภาคส่งด้านหน้า



รูปที่ 3.96 แผ่นพีซีบีทางด้านภาคส่งด้านหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

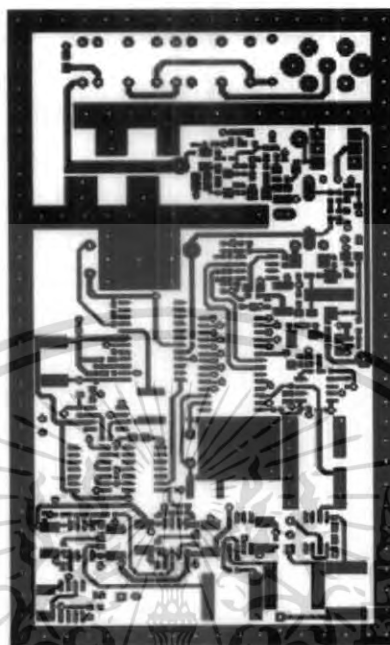
เมื่อทำการต่อวงจรลงบนแผ่นพีซีบีจะได้รูปวงจรรวมทางด้านภาคส่งได้ดังรูป 3.97



รูปที่ 3.97 วงจรรวมทางด้านภาคส่งที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการออกแบบวงจร โดยใช้โปรแกรมโปรเทล (Protel) จะได้ลายวงจรรวมทางด้านภาครับตั้ง
รูป 3.99 – 3.100

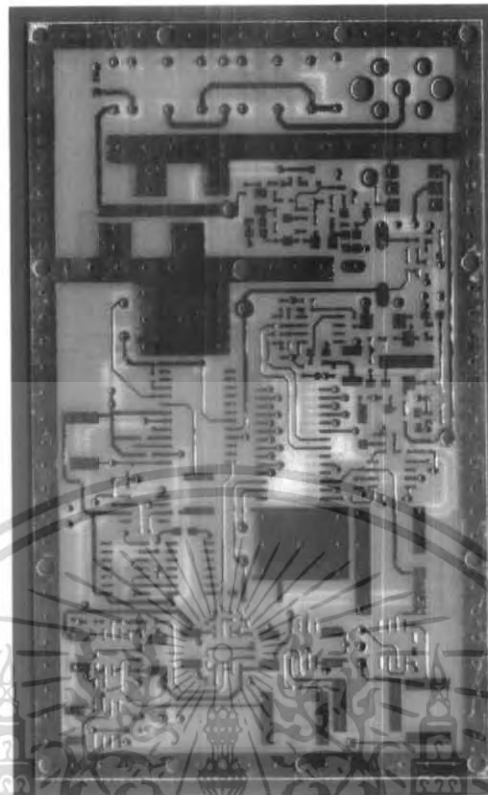


รูปที่ 3.99 ลายวงจรรวมทางด้านภาครับด้านหน้า



รูปที่ 3.100 ลายวงจรรวมทางด้านภาครับด้านหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



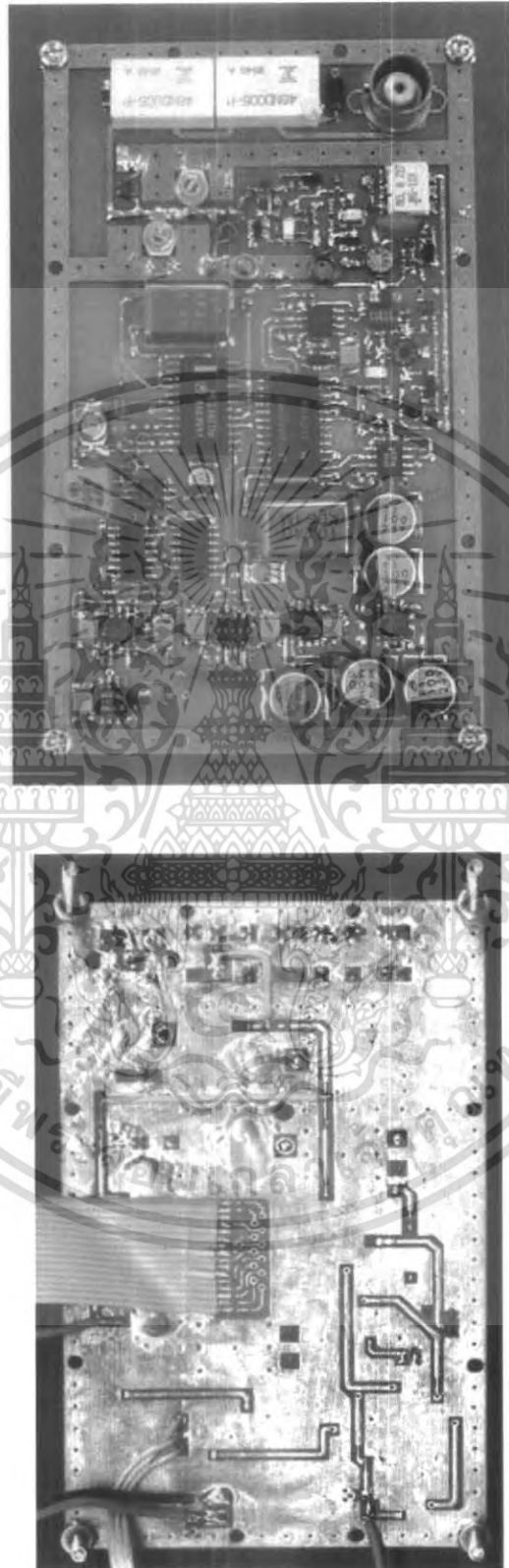
รูปที่ 3.101 แผ่นพีซีบีทางด้านภาครับด้านหน้า



รูปที่ 3.102 แผ่นพีซีบีทางด้านภาครับด้านหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

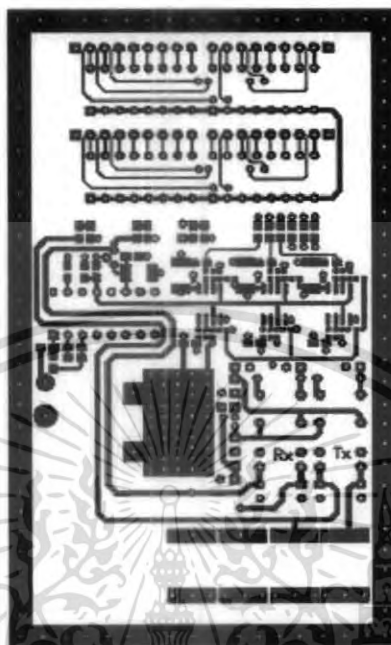
เมื่อทำการต่อวงจรลงบนแผ่นพีซีบีจะได้รูปวงจรรวมทางด้านภาครับได้ดังรูป 3.103



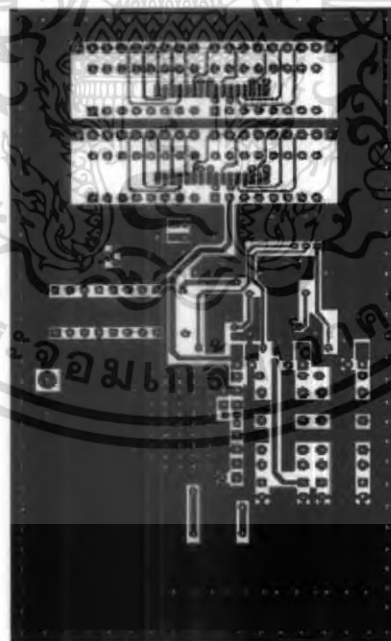
รูปที่ 3.103 วงจรรวมทางด้านภาครับที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการออกแบบวงจรโดยใช้โปรแกรมโปรเทล (Protel) จะได้ลายวงจรรวมของแผ่นควบคุม
 ดังรูป 3.99 – 3.100

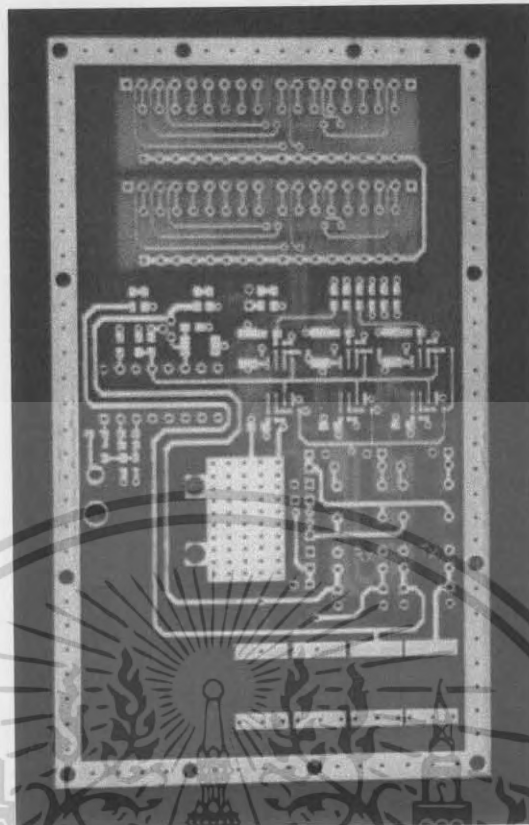


รูปที่ 3.104 ลายวงจรรวมของแผ่นควบคุมด้านหน้า

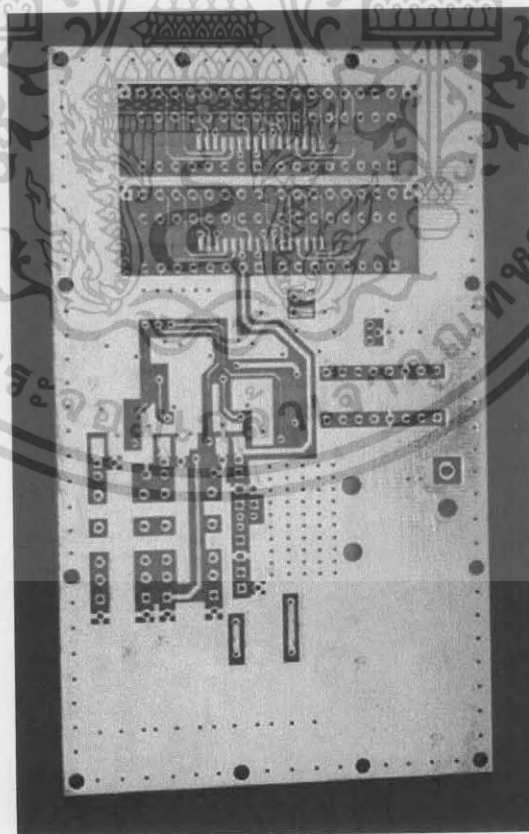


รูปที่ 3.105 ลายวงจรรวมของแผ่นควบคุมด้านหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.106 แผ่นพีซีบีของแผ่นควบคุมด้านหน้า



รูปที่ 3.107 แผ่นพีซีบีของแผ่นควบคุมด้านหลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการต่อวงจรลงบนแผ่นพีซีบีจะได้รูปวงจรรวมของแผ่นควบคุมได้ดังรูป 3.108



รูปที่ 3.108 วงจรรวมของแผ่นควบคุมที่วางอุปกรณ์บนแผ่นพีซีบีเรียบร้อยแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

จากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 3 เป็นการออกแบบวงจรเพื่อให้ได้วงจรที่มีผลตอบสนองเป็นไปตามต้องการ แต่ในทางปฏิบัตินั้นวงจรต่างๆที่มีการออกแบบไว้อาจไม่ให้ผลตอบสนองที่ตรงกับทฤษฎีเสียทีเดียว โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจรความถี่สูงคงเป็นไปได้ยากที่วงจรจะสามารถให้ผลตอบสนองที่สมบูรณ์ทุกอย่าง ผลการทดลองที่ได้จากวงจรตามที่ออกแบบไว้ในบทที่ 3 เป็นผลการทดลองที่เก็บผลโดยใช้ออสซิลโลสโคป (Oscilloscope) TDS380 ของ Tektronix , สเปกตรัมอานาไลเซอร์ (Spectrum Analyzer) HP8596E ของ Hewlett Packard และเครื่องกำเนิดสัญญาณ (Signal Generator) HP8648C ของ Hewlett Packard เช่นกัน ผลการทดลองในบทที่ 4 นี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ

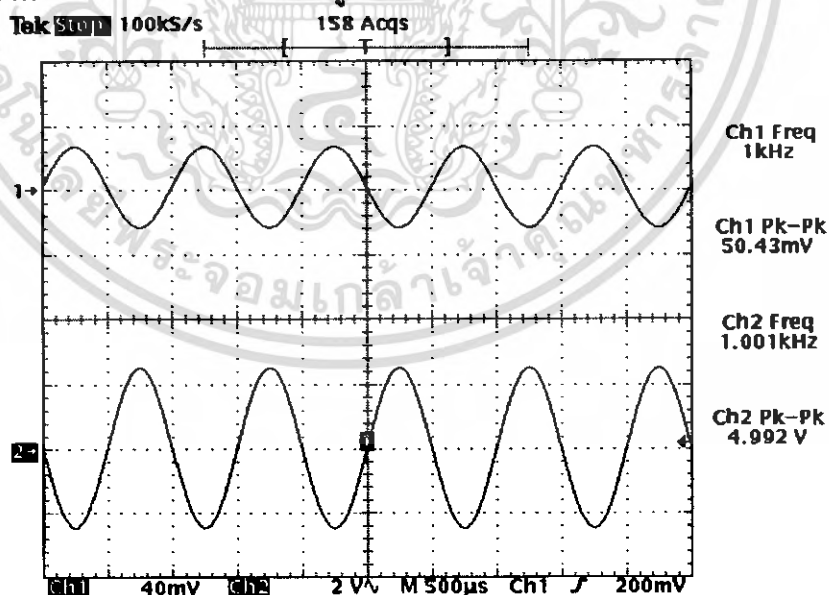
1. ผลการทดลองของวงจรภาคส่ง
- และ 2. ผลการทดลองของวงจรภาครับ

ภาคส่ง

Transmitter

4.1 ผลการทดลองของวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณเสียงทำหน้าที่ขยายสัญญาณเสียงที่ได้รับมาจากไมโครโฟน เพื่อให้เอาต์พุตของสัญญาณมีขนาดแรงดันสูงขึ้น วงจรขยายสามารถปรับอัตราขยายแรงดันได้โดยมีอัตราขยายแรงดันสูงสุด 100 เท่า ผลการทดลองแสดงได้ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเสียง

Ch1 : สัญญาณอินพุตความถี่ 1 กิโลเฮิร์ตซ์

Ch2 : สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟอันดับที่ 8

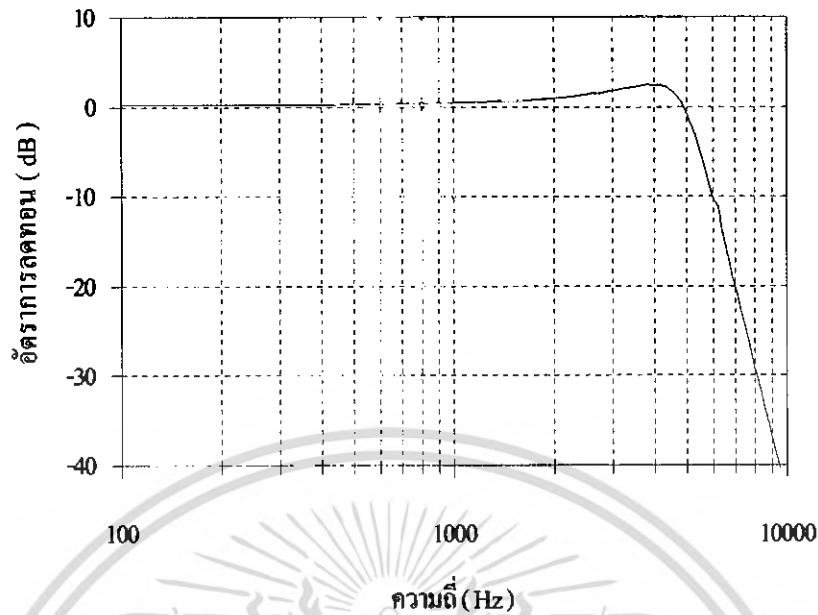
ความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ (Active Low Pass Filter)

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ทชนิดแอกทีฟโดยใช้วงจร Sallen and Key อันดับที่ 8 โดยมีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิร์ตซ์ ผลตอบสนองของวงจรกรองความถี่แสดงได้ดังตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.2

ความถี่ (Hz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (Hz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (Hz)	อัตราการลดทอน (dB)
100	0.270	3200	1.979	6400	-13.979
200	0.274	3400	2.144	6600	-16.249
400	0.274	3600	2.278	6800	-18.416
600	0.341	3800	2.463	7000	-20.264
800	0.407	4000	2.411	7200	-22.158
1000	0.473	4200	2.411	7400	-23.876
1200	0.539	4400	2.089	7600	-25.679
1400	0.668	4600	1.466	7800	-27.535
1600	0.668	4800	0.603	8000	-29.371
1800	0.796	5000	-0.799	8200	-30.752
2000	0.984	5200	-2.383	8400	-32.395
2200	1.107	5400	-4.096	8600	-33.979
2400	1.289	5600	-6.09	8800	-35.391
2600	1.467	5800	-8.223	9000	-37.077
2800	1.583	6000	-10.228	10000	-43.265
3000	1.812	6200	-11.056		

ตารางที่ 4.1 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองความถี่ที่ผ่านแบบเอกทึฟ

4.3 ผลการทดลองของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 245 เมกะเฮิร์ตซ์ (245 MHz Phase Lock Loop - Frequency Synthesizer)

วงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปใช้ความถี่ที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ ประกอบด้วยวงจรร้อยภายในระบบ 4 ส่วนด้วยกัน ผลการทดลองในวงจรต่างๆประกอบด้วย

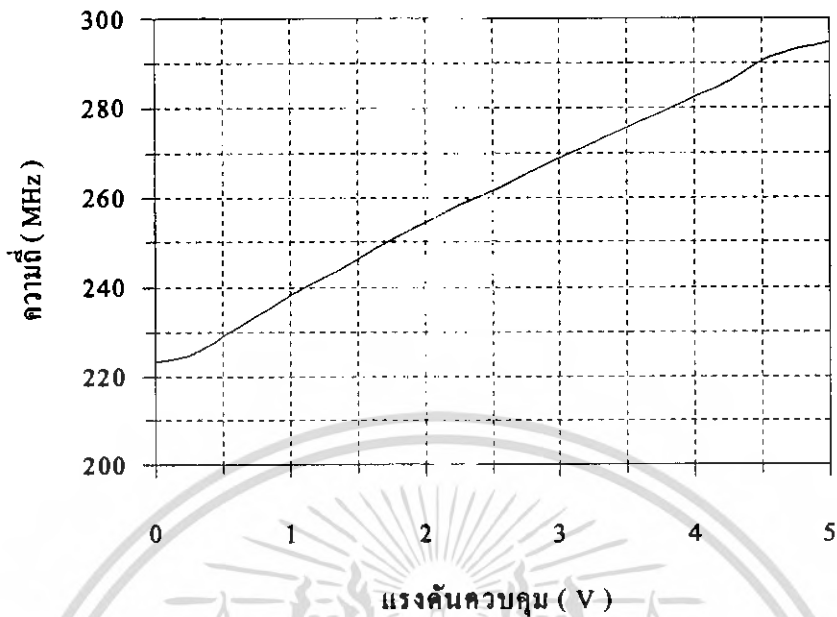
- 4.3.1 ผลการทดลองของวงจรถ่ายความถี่ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO)
- 4.3.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)
- 4.3.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป 245 เมกะเฮิร์ตซ์
 - คริสตัลอสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์
 - สัญญาณล็อกคิเทก (Lock Detect : LD)
 - ϕ_R, ϕ_V
 - สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรล (Modulus Controlled :MC)
- 4.3.4 ผลการทดลองจากวงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
- 4.3.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์

4.3.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO)

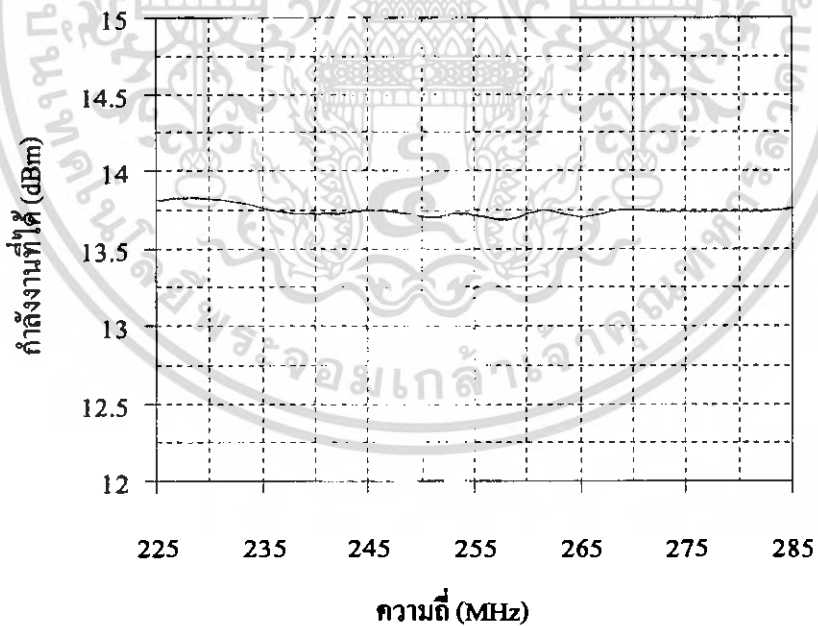
ผลการทดลองอยู่ในรูปแบบของตารางและกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ใช้ควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้ เพื่อนำไปใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูบที่ 245 เมกะเฮิรตซ์อีกทีหนึ่ง ผลการทดลองแสดงได้ตามตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.3 - 4.4

แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ (MHz)	กำลังงาน (dBm)	แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ (MHz)	กำลังงาน (dBm)
0.00	223.5	13.78	2.75	265.3	13.69
0.25	224.6	13.81	3.00	268.8	13.75
0.50	229.1	13.82	3.25	272.1	13.74
0.75	233.6	13.79	3.50	275.6	13.74
1.00	238.1	13.72	3.75	278.8	13.74
1.25	242.1	13.72	4.00	282.3	13.74
1.50	246.1	13.75	4.25	285.8	13.76
1.75	250.6	13.70	4.50	290.3	13.77
2.00	254.3	13.72	4.75	293.1	13.80
2.25	258.3	13.68	5.00	294.5	13.81
2.50	261.6	13.75			

ตารางที่ 4.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุต
ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้ จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

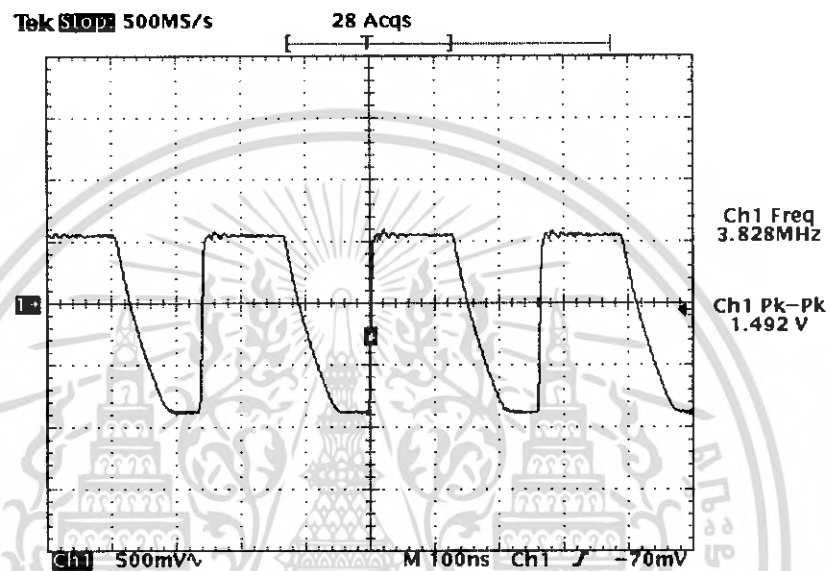


รูปที่ 4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้ จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

วงจรพรีสเกลเลอร์ MC12034 ทำการหารที่ความถี่ 64 / 65 โดยอินพุทของวงจรพรีสเกลเลอร์ได้มาจากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (ในหัวข้อที่ 4.3.1) และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์ (ขาที่ 4) จะถูกส่งต่อไปให้กับเฟสดีเทกเตอร์ (ขาที่ 1) ใน MC145152 โดยทำการทดลองป้อนความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์เป็นความถี่ที่ใช้ในการทดสอบได้ผลการทดลองของวงจรพรีสเกลเลอร์เป็นดังนี้



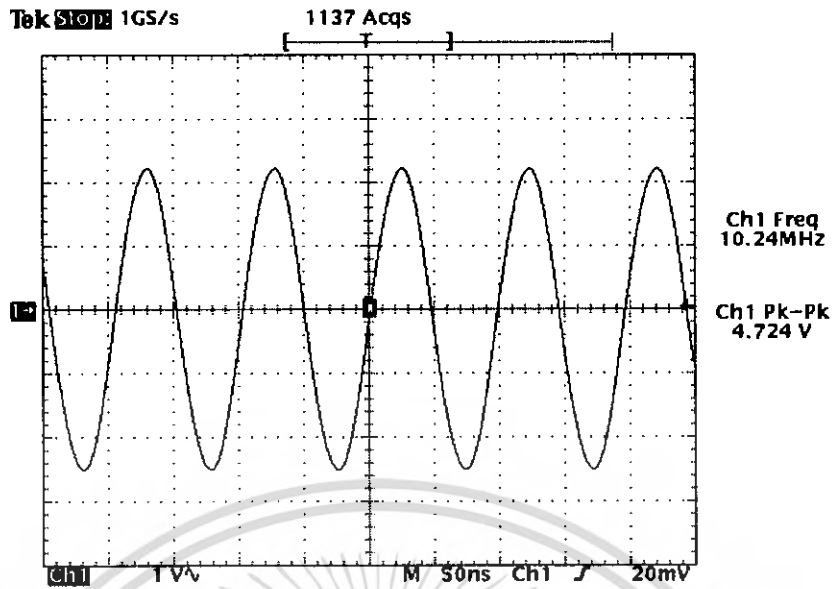
รูปที่ 4.5 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรพรีสเกลเลอร์

4.3.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป 245 เมกะเฮิรตซ์

ในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูปที่ความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์ใช้ไอซี MC145152 ประกอบด้วยผลการทดลองแยกเป็นส่วนต่างๆ โดยเมื่อทำการล็อกความถี่แล้วมีผลการทดลองดังนี้

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิรตซ์

คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากพรีสเกลเลอร์ ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.6



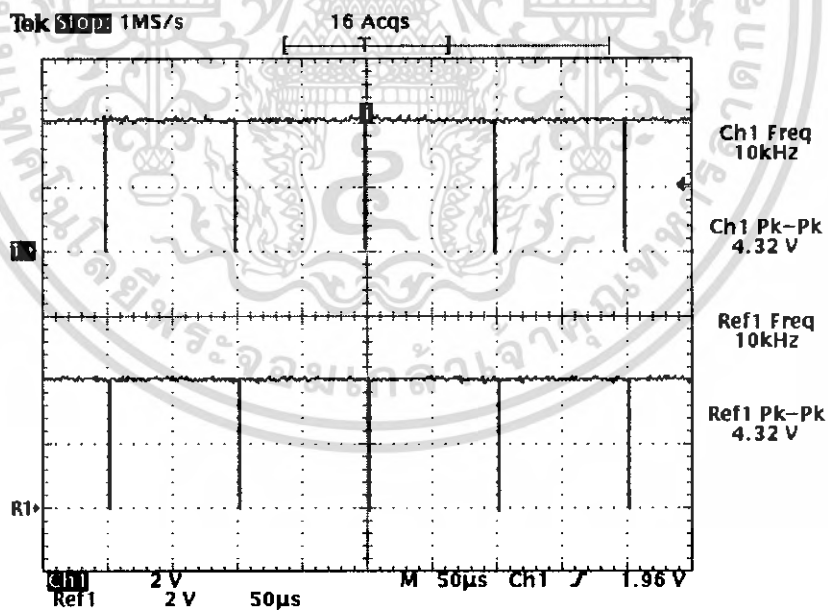
รูปที่ 4.6 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ (ขา 26) ของ MC 145152

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง

หากวงจรตั้งคราะห์ความถี่

ล็อกความถี่แล้วจะ ได้รูปสัญญาณดังต่อไปนี้



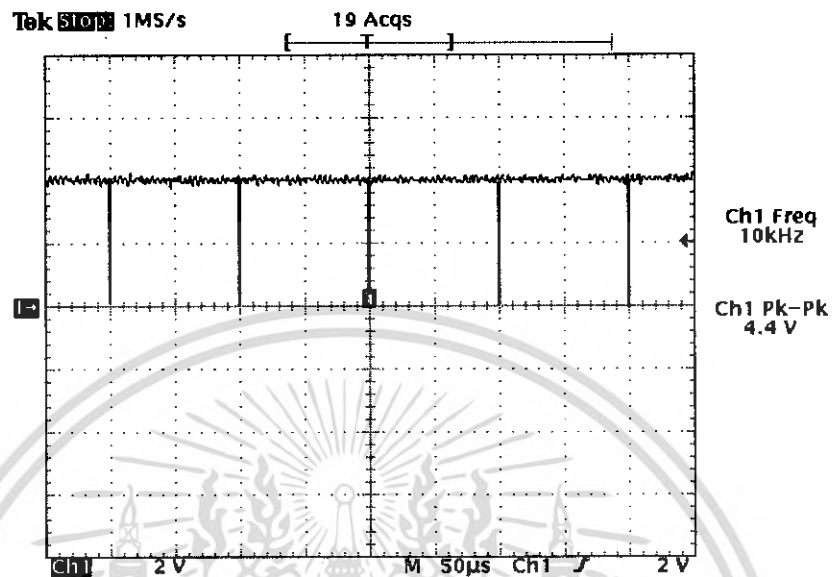
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณที่ขา ϕ_R (ขาที่ 7), ϕ_V (ขาที่ 8) ของ MC145152

เมื่อ Ch1 : สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_R

Ref1 : สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_V

สัญญาณล็อกคิเทก (LD : Lock Detect)

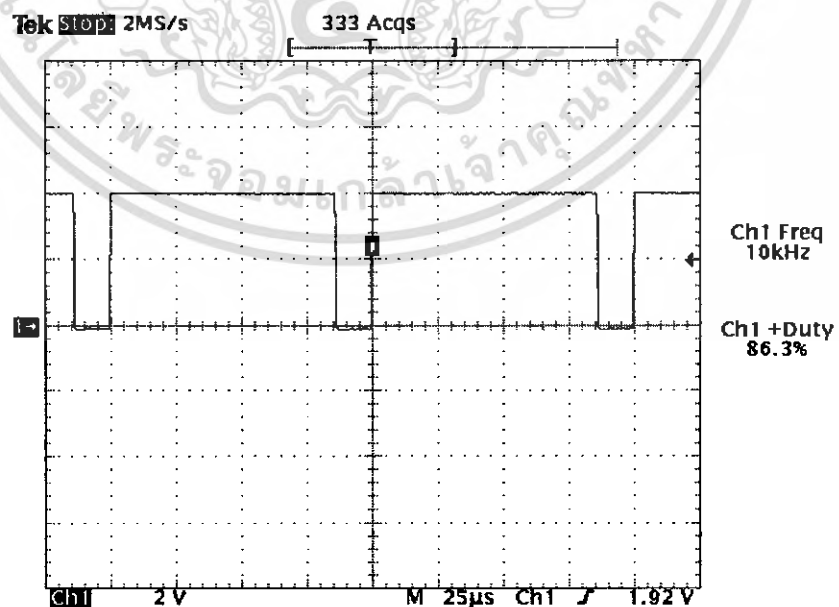
หากความถี่ในวงจรตั้งเพราะห้ความถี่ถูกล็อกความถี่แล้ว สัญญาณที่ได้จากขาล็อกคิเทก(ขาที่ 28) ของ MC145152 แสดงได้ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณที่ได้จากขา Lock Detect (ขาที่ 28) ของ MC145152

สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)

สัญญาณ โมดูลัสคอนโทรลใช้ควบคุมการหารของพริสเกลเลอร์ โดยคิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ที่ได้ จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหารที่ขา $A_0 - A_7$ และ $N_0 - N_7$ และ สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรล แสดงดังรูปที่ 4.9

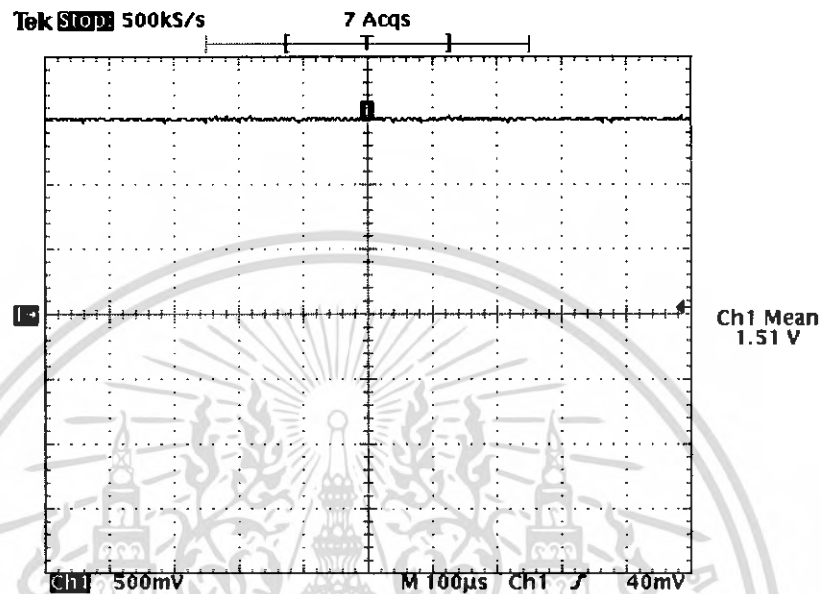


รูปที่ 4.9 สัญญาณที่ได้จากขา MC (ขาที่ 9) ของ MC145152

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4 ผลการทดลองจากวงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

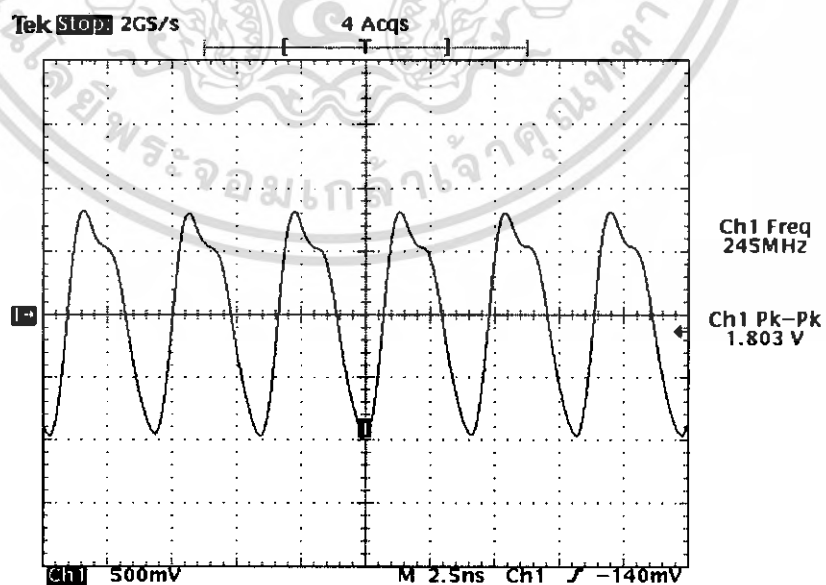
นำสัญญาณจากขา ϕ_R (ขาที่ 7), ϕ_V (ขาที่ 8) ของไอซี MC145152 ป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจรรูปฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาแต่ส่วนที่เป็นไฟตรงซึ่งใช้เป็นแรงดันการควบคุมป้อนกลับไปยังวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า เอาต์พุตที่ได้จากวงจรรูปฟิลเตอร์แสดงคังรูป 4.10



รูปที่ 4.10 ระดับแรงดันไฟตรงที่ได้จากรูปฟิลเตอร์ที่ความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์

4.3.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 245 เมกะเฮิรตซ์

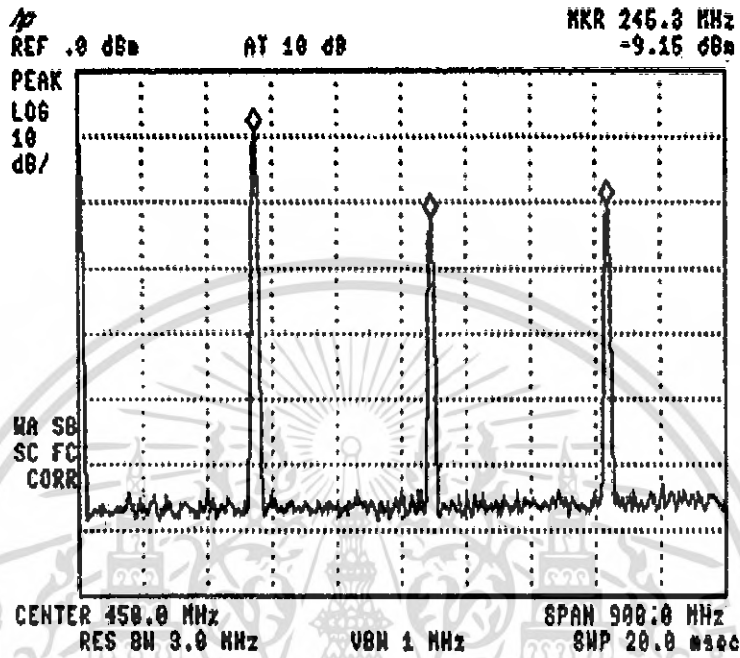
รูปร่างของสัญญาณที่ได้จากการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูป แสดงไว้ในรูปที่ 4.11



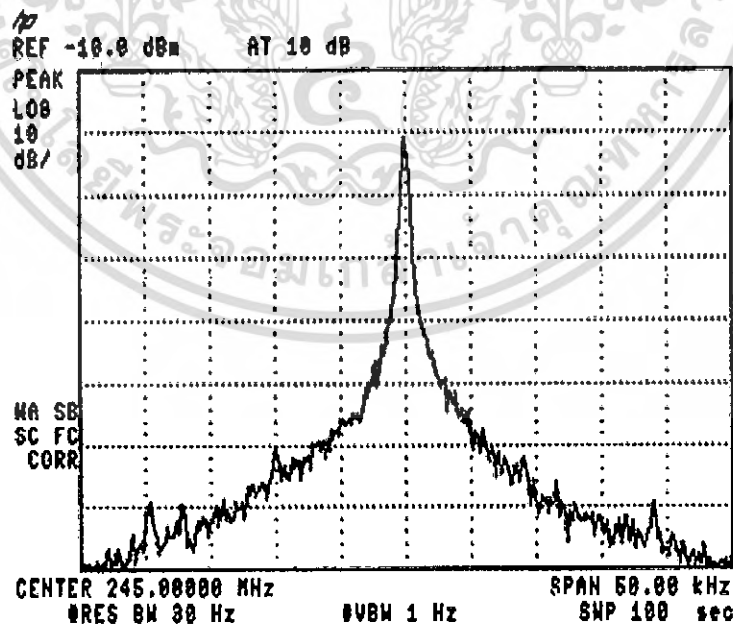
รูปที่ 4.11 สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกลูปที่ความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมของสัญญาณความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์หลังจากเลือกความถี่แล้วได้ผลเมื่อวัดด้วยสเปกตรัมอนาล็อกเซอร์เป็นดังรูป 4.12 ฮาร์โมนิกที่ 1 (ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์) มีขนาด 10.85 dBm ฮาร์โมนิกที่ 2 (ความถี่ 490 เมกะเฮิร์ตซ์) มีขนาด -2 dBm และฮาร์โมนิกที่ 3 (ความถี่ 735 เมกะเฮิร์ตซ์) มีขนาด 0 dBm



รูปที่ 4.12 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ (20 dB External Attenuation)

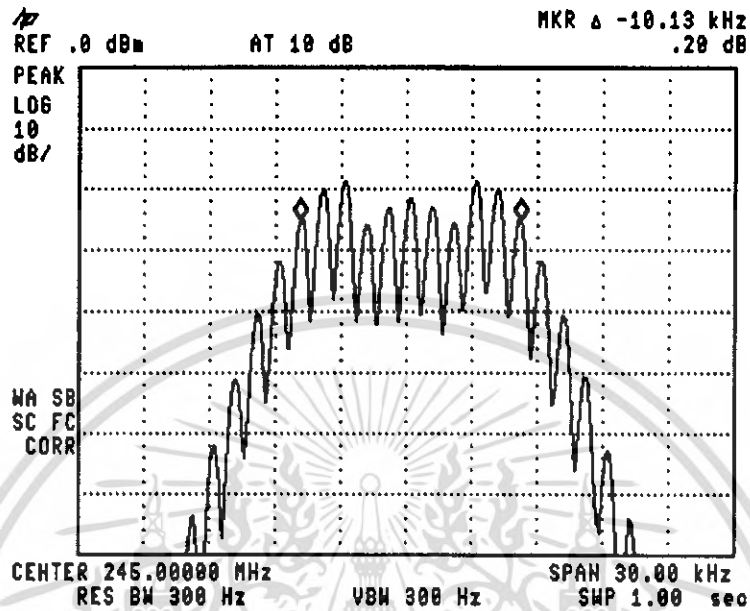


รูปที่ 4.13 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ที่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดลองเมื่อผ่านการมอดูเลตสัญญาณแบบเอฟเอ็ม (FM Modulator)

เมื่อทำการป้อนสัญญาณรูปซายน์ที่มีความถี่ 1 กิโลเฮิรตซ์ เข้าไปมอดูเลตแบบเอฟเอ็มกับสัญญาณพาหะที่มีความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์ ผลของสเปกตรัมเป็นดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.14 สเปกตรัมของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 ผลการทดลองของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ (RF Driver Amplifier)

สัญญาณที่มอดูเลตแล้วยังมีระดับสัญญาณต่ำคือมีเพียง 10.85 dBm เท่านั้น ดังนั้นจึงนำสัญญาณไปผ่านวงจรขับกำลังความถี่วิทยุเพื่อขยายสัญญาณให้มีขนาดและกำลังที่สูงยิ่งขึ้น โดยทำการออกแบบตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์ BFG 135 ผลการทดลองระหว่างความถี่และอัตราการขยายได้ดังตาราง 4.3 และผลการทดลองระหว่างกำลังงานอินพุตกับกำลังงานเอาต์พุตแสดงได้ดังตาราง

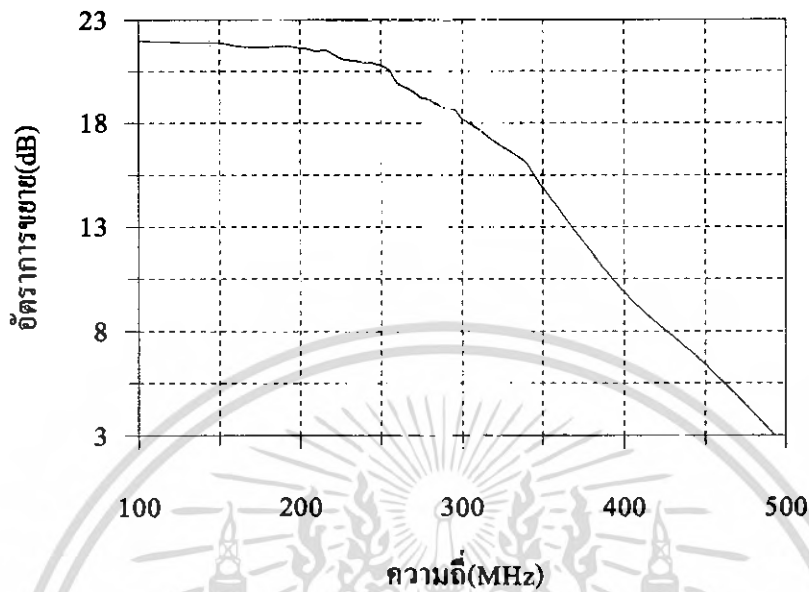
4.4

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
100	21.98	250	20.76
110	21.96	255	20.54
120	21.93	260	19.92
130	21.89	265	19.72
150	21.87	270	19.49
160	21.75	275	19.21
170	21.68	280	19.12
180	21.68	285	18.86
190	21.74	290	18.69
200	21.64	295	18.66
205	21.59	300	18.21
210	21.46	310	17.69
215	21.54	320	17.09
220	21.36	330	16.62
225	21.12	340	16.04
230	21.03	350	14.87
235	20.98	400	9.87
240	20.92	450	6.41
245	20.89	500	2.45

ตารางที่ 4.3 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางแสดงผลการทดลองนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการขยาย
ได้ดังรูป 4.15



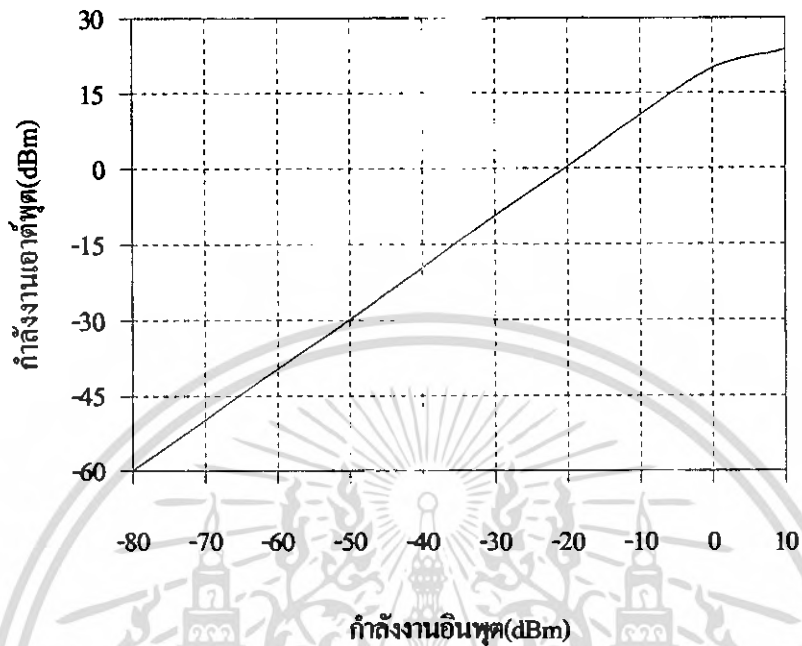
รูปที่ 4.15 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
10	23.66
0	20
-10	10.64
-20	0.37
-30	-9.37
-40	-19.64
-50	-29.86
-60	-39.61
-70	-49.73
-80	-59.81

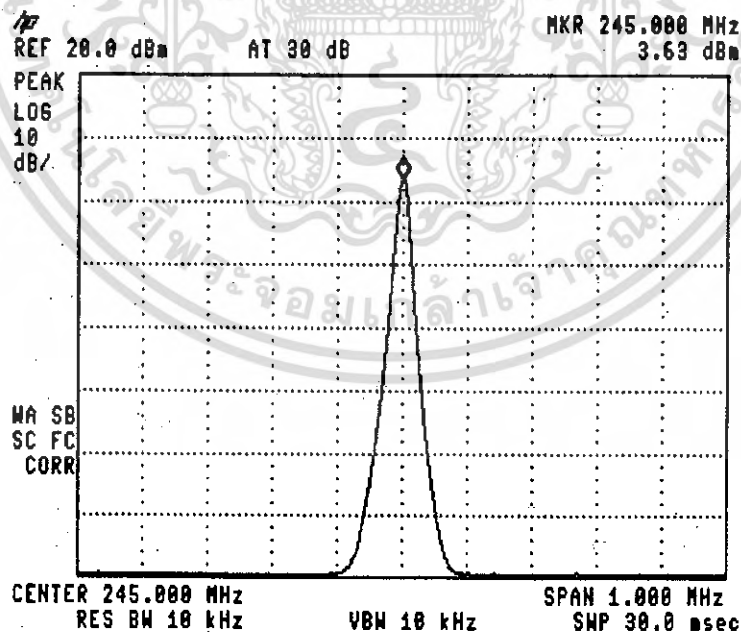
ตารางที่ 4.4 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต
ของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางแสดงผลการทดลองนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างระดับสัญญาณอินพุตและระดับสัญญาณเอาต์พุตได้ดังรูป 4.16

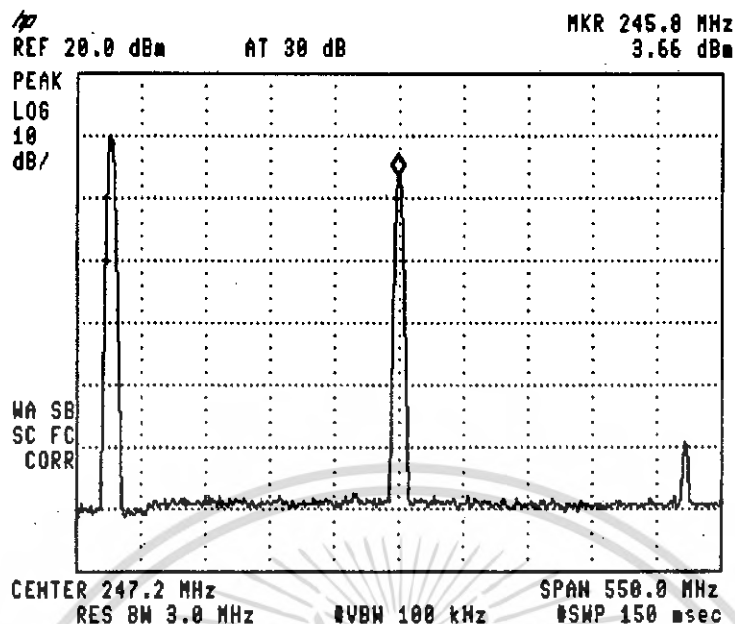


รูปที่ 4.16 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตและระดับสัญญาณเอาต์พุต



รูปที่ 4.17 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรรับกำลังความถี่วิทยุ (20 dB External Attenuation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกที่ 2 ของวงจรขับกำลังความถี่วิทยุ (20 dB External Attenuation)

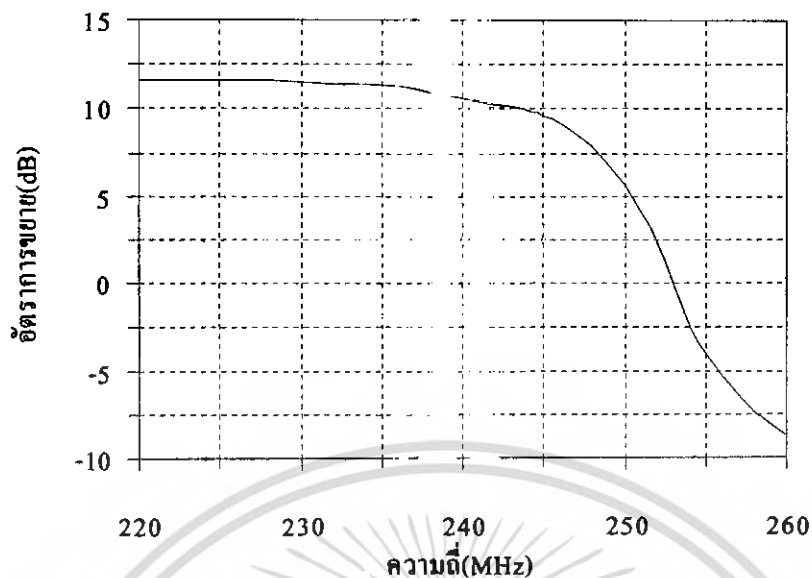
4.6 ผลการทดลองของวงจรขยายกำลัง (Power Amplifier)

เนื่องจากสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายสัญญาณวิทยุมีกำลัง 23.66 dBm แต่เนื่องจากการส่งสัญญาณระยะทางไกลๆ ต้องมีกำลังเอาต์พุตที่สูง คือ ถ้ายังสัญญาณมีกำลังมากยิ่งส่งไปได้ระยะทางไกล ดังนั้นจึงนำสัญญาณไปผ่านวงจรขยายกำลังเพื่อขับให้สัญญาณมีกำลังมากขึ้นก่อนส่งผ่านสายอากาศออกไป ผลการทดลองเมื่อสัญญาณผ่านวงจรขยายกำลังแสดงได้ตารางที่ 4.5

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
220	11.66	242	10.24
222	11.64	244	9.96
224	11.63	245	9.55
226	11.62	246	9.24
228	11.62	248	7.94
230	11.54	250	5.61
232	11.41	252	2.29
234	11.37	254	-2.47
236	11.26	256	-5.32
238	10.95	258	-7.44
240	10.64	260	-8.75

ตารางที่ 4.5 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

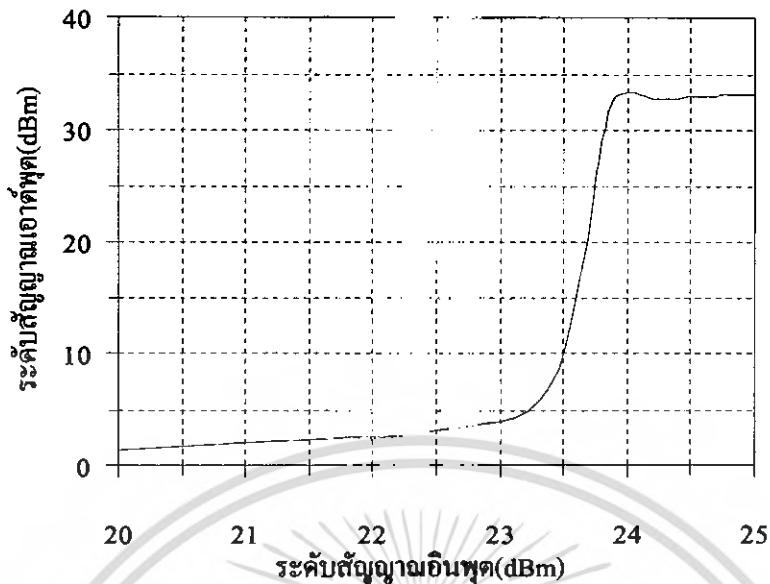


รูปที่ 4.19 กราฟแสดงผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถายกำลัง

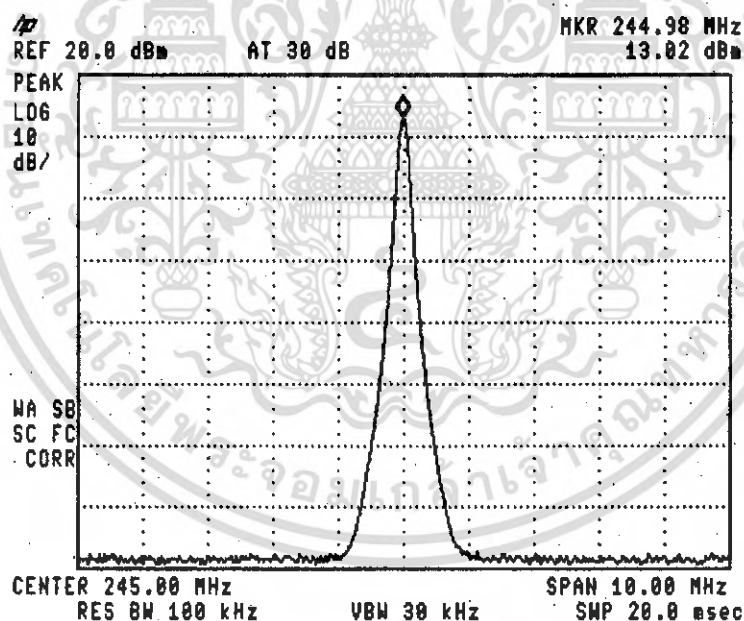
ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)	ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
25	33.22	24.40	32.87
24.95	33.18	24.21	32.73
24.88	33.13	23.87	32.52
24.82	33.13	23.41	7.58
24.80	33.11	22.51	3.08
24.75	33.09	21.54	2.25
24.70	33.06	20.57	1.69
24.63	33.02	19.56	0.83
24.54	32.97		

ตารางที่ 4.6 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถายกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

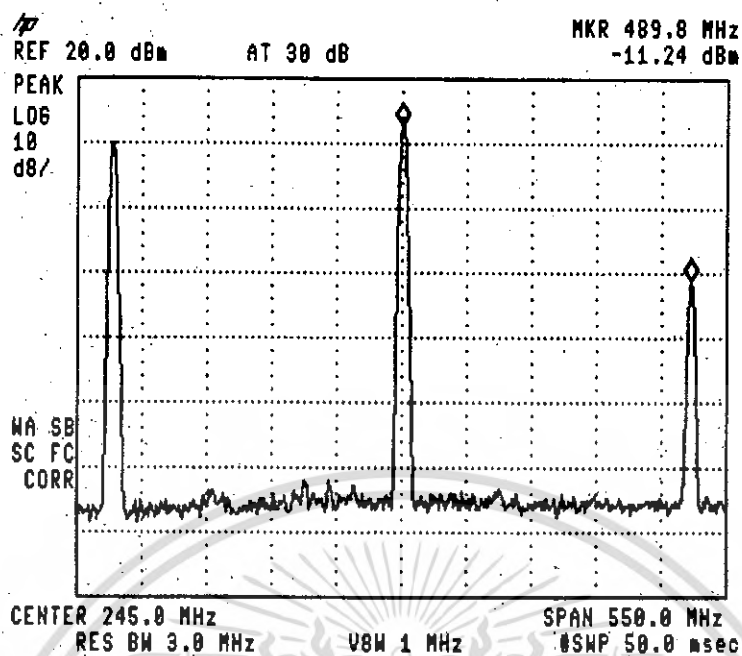


รูปที่ 4.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตของวงจรขยายกำลัง



รูปที่ 4.21 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายกำลัง (20 dB External Attenuation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.22 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกที่ 2 ของวงจรขยายกำลัง (20 dB External Attenuation)

จะเห็นว่าสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายกำลังมีระดับสัญญาณสูงถึง 33.02 dBm หรือ 2 วัตต์ซึ่งเพียงพอที่ส่งไปได้ระยะทางไกลขึ้นและวงจรขยายกำลังให้ประสิทธิภาพ 66.7 เปอร์เซ็นต์

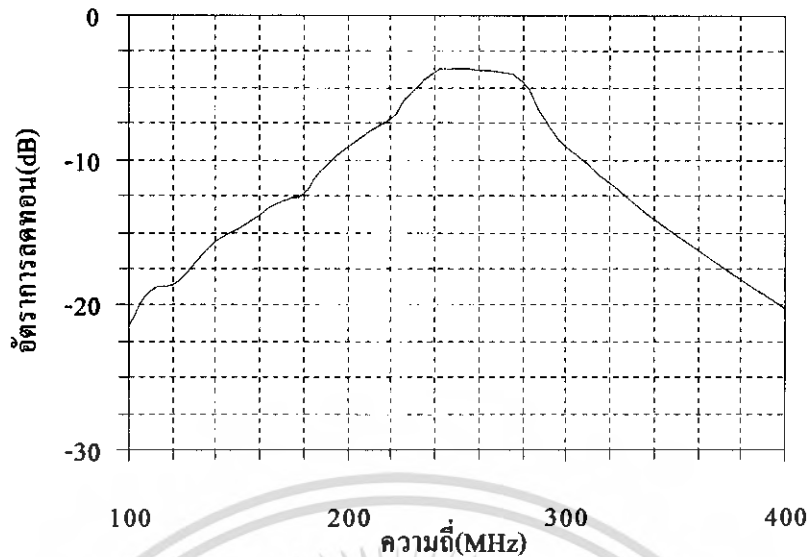
ภาครับ
Receiver

4.7 ผลการทดลองเมื่อผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 245 เมกะเฮิร์ตซ์

สัญญาณจากทางภาคส่งที่ส่งผ่านอากาศมาจะถูกลดทอนสัญญาณและเกิดสัญญาณรบกวนปะปนเข้ามาเราจึงต้องทำการกรองสัญญาณเอาเฉพาะช่วงความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์เท่านั้นจึงนำวงจรกรองแถบความถี่ผ่านมาใช้ ซึ่งผลการทดลองแสดงได้ดังตารางที่ 4.7 และรูปที่ 4.23

ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
100	-21.47	220	-7.23
110	-19.02	230	-5.26
120	-18.53	240	-3.98
130	-17.16	245	-3.62
140	-15.66	250	-3.71
150	-14.73	260	-3.76
160	-13.89	270	-3.93
170	-12.89	280	-4.56
180	-12.31	290	-7.04
190	-10.46	300	-9.06
200	-9.15	350	-15.27
210	-8.05	400	-20.19

ตารางที่ 4.7 ผลการทดลองของวงจรกรองแถบความถี่ผ่าน 245 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.23 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราการลดทอน

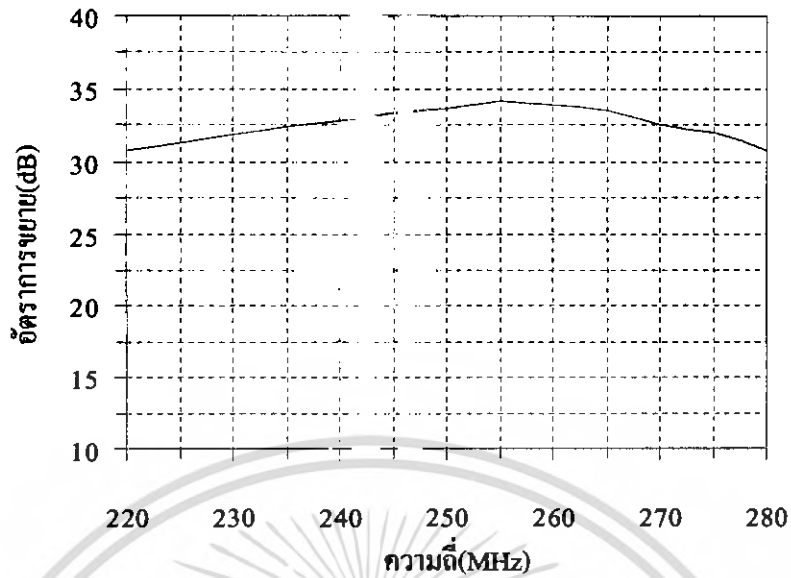
4.8 ผลการทดลองของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Amplifier)

สัญญาณที่รับได้ทางด้านภาครับมีระดับสัญญาณต่ำมากเนื่องจากเกิดการลดทอนจากการเดินทางผ่านอากาศจึงต้องทำการขยายสัญญาณให้มีระดับสัญญาณสูงเพียงพอเพื่อที่จะส่งไปยังวงจรต่อไปได้โดยใช้ทรานซิสเตอร์ BFG540 ต่อ 2 สเตจทำการออกแบบในบทที่ 3 ผลการทดลองดังตาราง 4.8 และรูปที่ 4.24

ความถี่ (MHz)	อัตราการขยาย (dB)
220	30.71
225	31.35
230	31.91
235	32.44
240	32.86
245	33.31
250	33.68
255	34.12
260	33.89
265	33.46
270	32.53
275	31.95
280	30.82

ตารางที่ 4.8 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



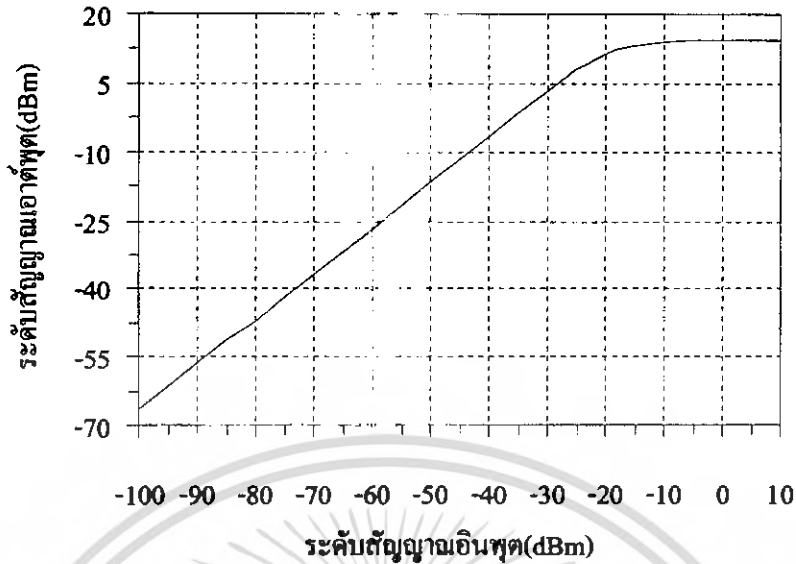
รูปที่ 4.24 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรถายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ

ทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์
ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.9 และรูปที่ 4.25

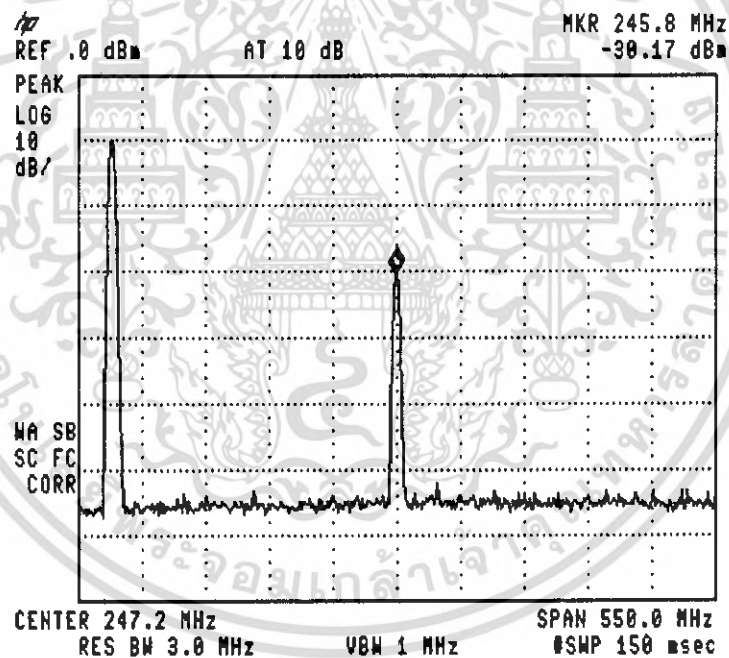
ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
10	14.61
0	14.24
-10	13.92
-20	11.53
-30	3.29
-40	-6.62
-50	-16.81
-60	-26.77
-70	-36.84
-80	-47.21
-90	-56.32
-100	-66.54

ตารางที่ 4.9 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับระดับสัญญาณเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.26 สเปกตรัมของสัญญาณเมื่อผ่านวงจรขยายที่มีระดับสัญญาณรบกวนต่ำ (20 dB External Attenuation)

4.9 ผลการทดลองของวงจรตั้งความถี่ด้วยเฟสล็อกที่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (255.7 MHz Phase Lock Loop - Frequency Synthesizer)

วงจรตั้งความถี่ด้วยเฟสล็อกจะใช้ความถี่ที่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์ ประกอบด้วยวงจรมีอยู่ภายในระบบ 4 ส่วนด้วยกัน แสดงเป็นผลการทดลองในวงจรต่างๆ ได้ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

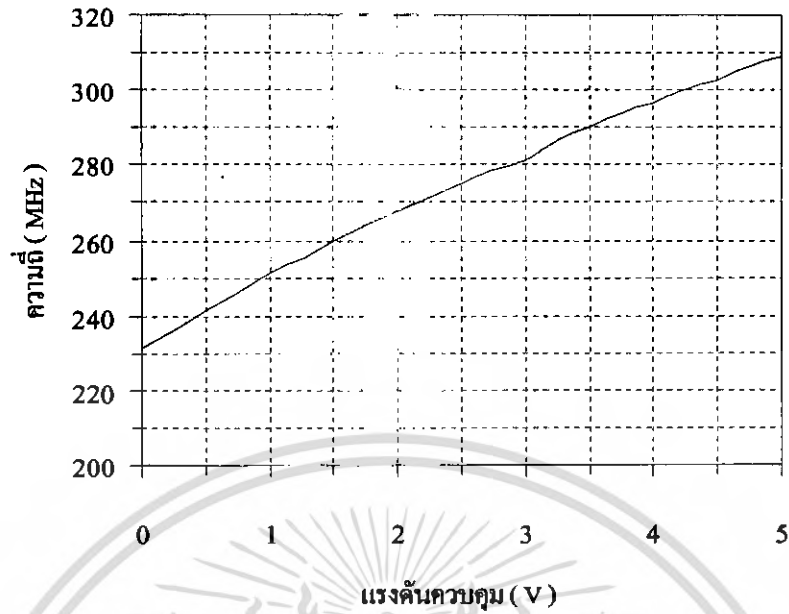
- 4.9.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO)
- 4.9.2 ผลการทดลองจากวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)
- 4.9.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกรุป 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์
- คริสตัลลออสซิลเลเตอร์ (Crystal Oscillator) ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์
 - สัญญาณล็อกคิเทก (Lock Detect : LD)
 - ϕ_R, ϕ_V
 - สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (Modulus Controlled : MC)
- 4.9.4 ผลการทดลองจากวงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)
- 4.9.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์

4.9.1 ผลการทดลองของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (Voltage Controlled Oscillator : VCO)

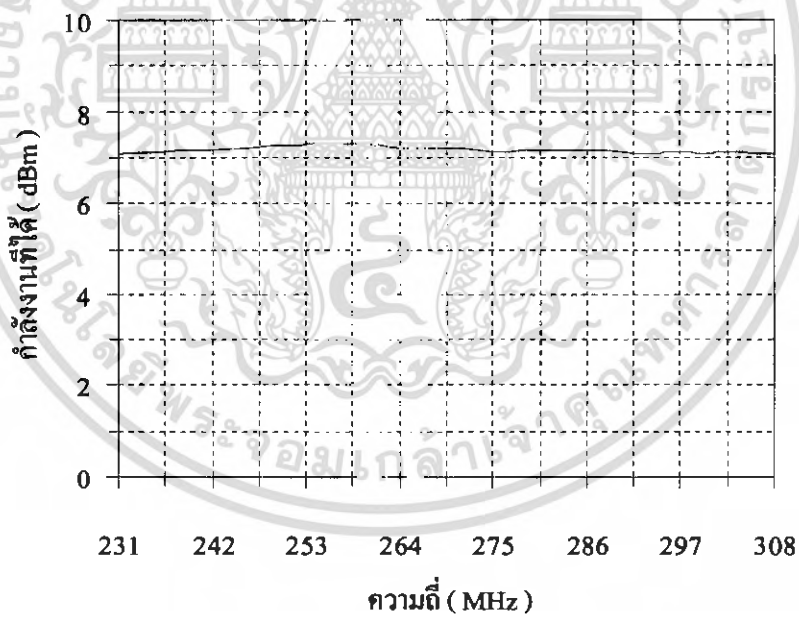
ผลการทดลองจะอยู่ในรูปแบบของตารางและกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ใช้ควบคุมกับความถี่และกำลังงานที่ได้ เพื่อนำไปใช้ในการสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกรุปที่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์อีกทีหนึ่ง โดยมีผลการทดลองดังนี้

แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ (MHz)	กำลังงาน (dBm)	แรงดันควบคุม (V)	ความถี่ (MHz)	กำลังงาน (dBm)
0.00	231.3	7.10	2.75	278.8	7.16
0.25	236.3	7.12	3.00	281.3	7.17
0.50	241.3	7.17	3.25	286.3	7.16
0.75	246.3	7.19	3.50	290.0	7.13
1.00	251.3	7.24	3.75	293.8	7.10
1.25	255.0	7.31	4.00	296.3	7.11
1.50	260.0	7.28	4.25	300.0	7.09
1.75	263.8	7.21	4.50	302.5	7.12
2.00	267.5	7.20	4.75	306.3	7.10
2.25	271.3	7.20	5.00	308.8	7.08
2.50	275.0	7.13			

ตารางที่ 4.10 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่และกำลังงานเอาต์พุตที่ได้ จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 4.27 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันควบคุมกับความถี่ที่ได้ จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

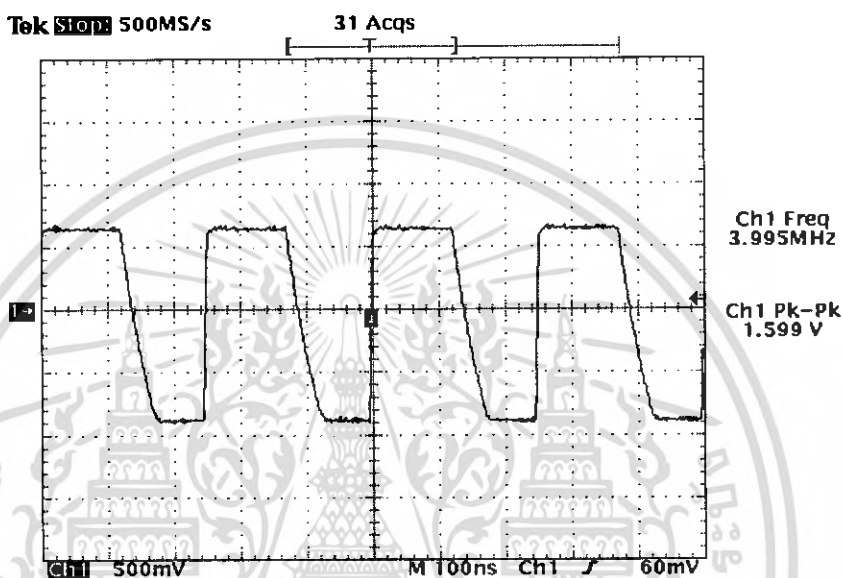


รูปที่ 4.28 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับกำลังงานเอาต์พุตที่ได้ จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9.2 ผลการทดลองของวงจรพรีสเกลเลอร์ (Prescaler)

วงจรพรีสเกลเลอร์ MC12034 ทำการหารที่ความถี่ 64 / 65 โดยอินพุตของวงจรพรีสเกลเลอร์ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า (ในหัวข้อที่ 4.3.1) และเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์ (ขาที่ 4) จะถูกส่งต่อไปให้กับเฟสดีเทกเตอร์ (ขาที่ 1) ใน MC145152 โดยทำการทดลองป้อนความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์เป็นความถี่ที่ใช้ในการทดสอบได้ผลการทดลองของวงจรพรีสเกลเลอร์เป็นดังนี้



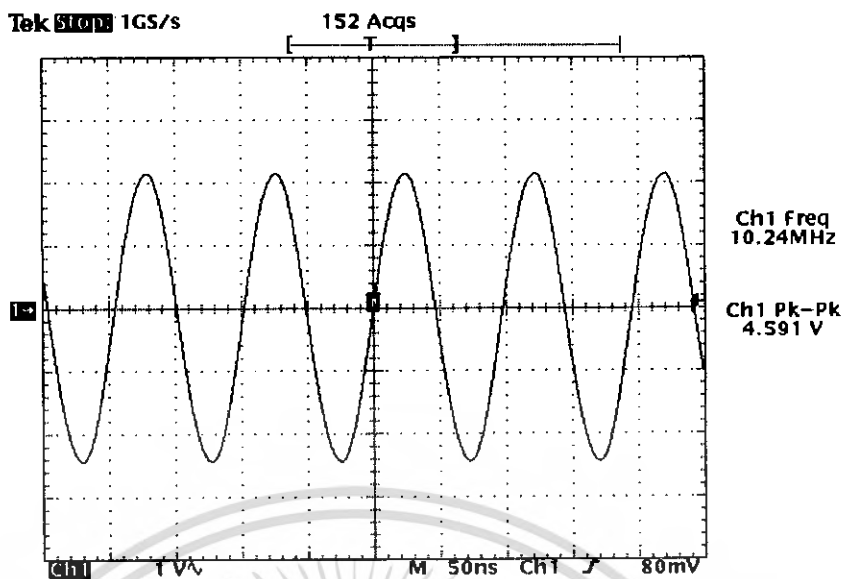
รูปที่ 4.29 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรพรีสเกลเลอร์

4.9.3 ผลการทดลองจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกคูลูป 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์

วงจรในส่วนของวงจรสังเคราะห์ความถี่แบบเฟสล็อกคูลูปที่ความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์ใช้ไอซี MC145152 ซึ่งประกอบด้วยผลการทดลองเมื่อล็อกความถี่แล้ว โดยแยกเป็นส่วนต่างๆดังนี้

คริสตัลลอซซิลเลเตอร์ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์

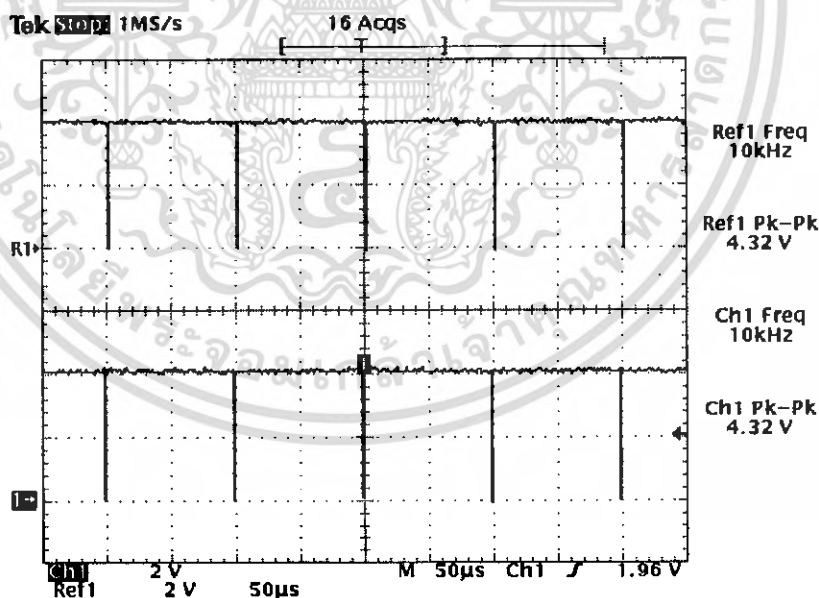
คริสตัลลอซซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิร์ตซ์ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการเปรียบเทียบเฟสกับเอาต์พุตที่ได้จากพรีสเกลเลอร์ ผลการทดลองเป็นดังรูปที่ 4.30



รูปที่ 4.30 สัญญาณที่ได้จากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.24 เมกะเฮิรตซ์ (ขา 26) ของ MC 145152

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V

สัญญาณ ϕ_R และ ϕ_V ที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ขึ้นหรือลง โดยหากวงจรสังเคราะห์ความถี่ ล็อกความถี่แล้วจะ ได้รูปสัญญาณดังรูปที่ 4.31



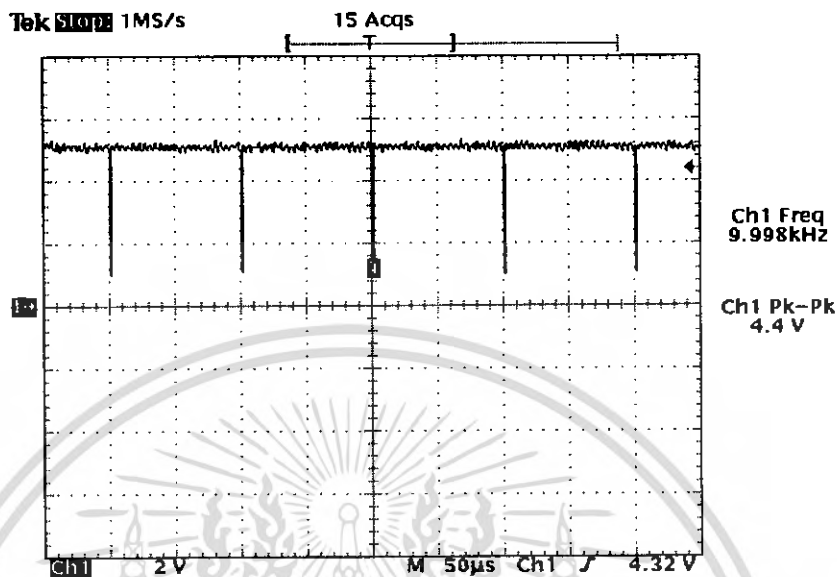
รูปที่ 4.31 สัญญาณที่ขา ϕ_R (ขาที่ 7), ϕ_V (ขาที่ 8) ของ MC145152

เมื่อ Ref1 : สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_V

Ch1 : สัญญาณที่ได้จากขา ϕ_R

สัญญาณล็อกดีเทก (LD : Lock Detect)

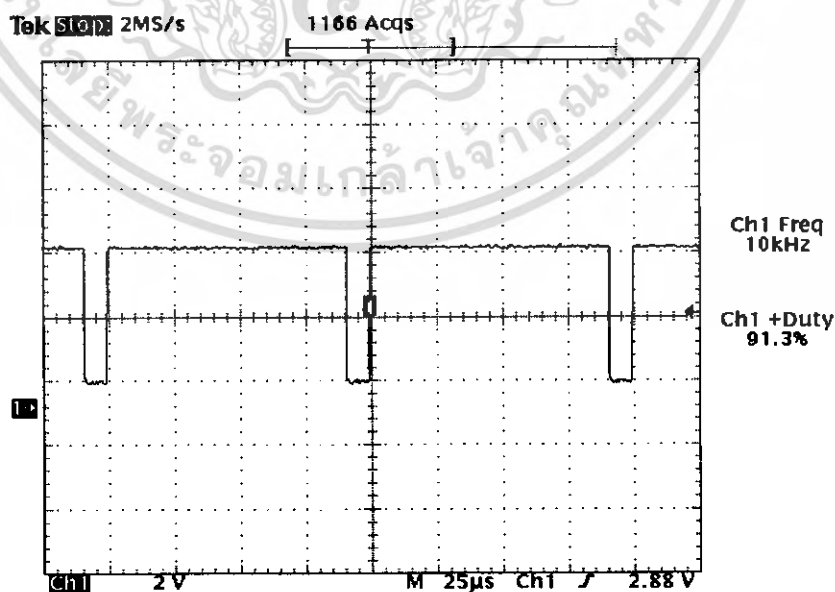
สัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทก (ขาที่ 28) ของ MC145152 แสดงได้ดังรูปที่ 4.32



รูปที่ 4.32 รูปสัญญาณที่ได้จากขาล็อกดีเทก (ขาที่ 28) ของ MC145152

สัญญาณโมดูลัสคอนโทรล (MC : Modulus Control)

สัญญาณโมดูลัสคอนโทรลใช้ในการควบคุมการหารของวงจรพรีสเกลเลอร์โดยคิวตี้ไซเคิล (duty cycle) ที่ได้จะมีความสัมพันธ์กับค่าการตั้งหารที่ขา $A_0 - A_5$ และ $N_0 - N_5$ สัญญาณที่ได้จากขาโมดูลัสคอนโทรลแสดงดังรูปที่ 4.33

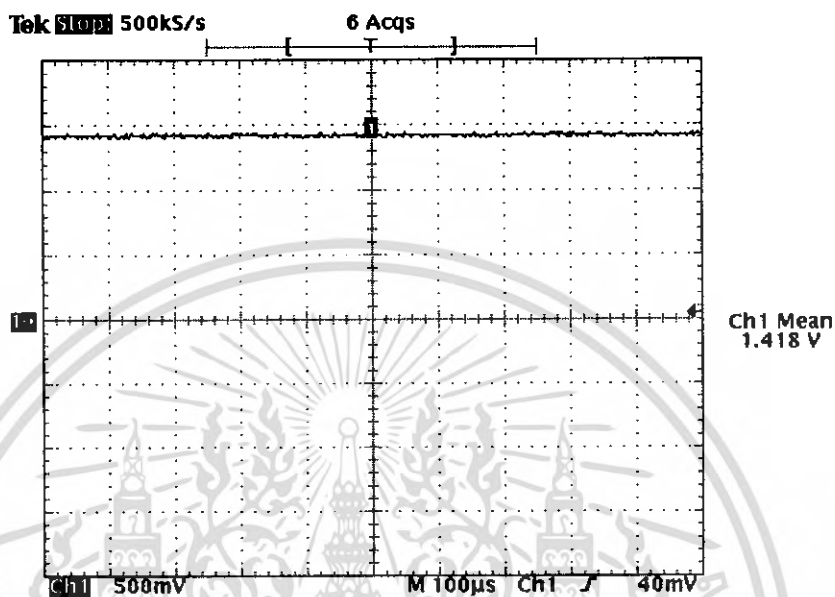


รูปที่ 4.33 สัญญาณที่ได้จากขา MC (ขาที่ 9) ของ MC145152

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9.4 ผลการทดลองจากวงจรรูปฟิลเตอร์ (Loop Filter)

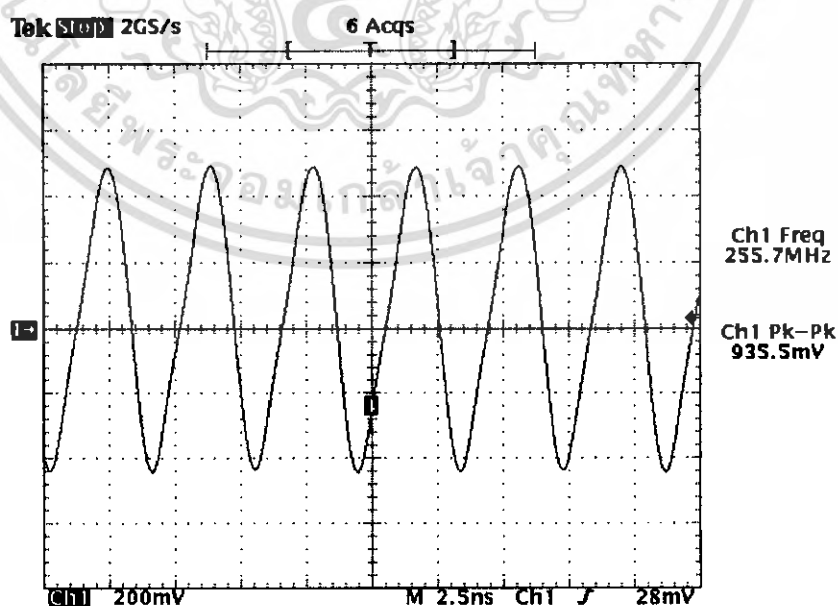
นำสัญญาณจากขา ϕ_R (ขาที่ 7), ϕ_V (ขาที่ 8) จากไอซี MC145152 ป้อนเป็นอินพุตให้กับ วงจรรูปฟิลเตอร์เพื่อกรองเอาแต่ส่วนที่เป็นไฟตรงซึ่งใช้เป็นแรงดันการควบคุมป้อนกลับไปยังวงจรกำเนิด สัญญาณแบบปรับค่าความถี่ได้ตามแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 4.34 ระดับแรงดันไฟตรงที่ได้จากลูปฟิลเตอร์ที่มีความถี่ 255.7 เมกะเฮิรตซ์

4.9.5 ผลการทดลองวงจรรวมของการสังเคราะห์ความถี่ที่ 255.7 เมกะเฮิรตซ์

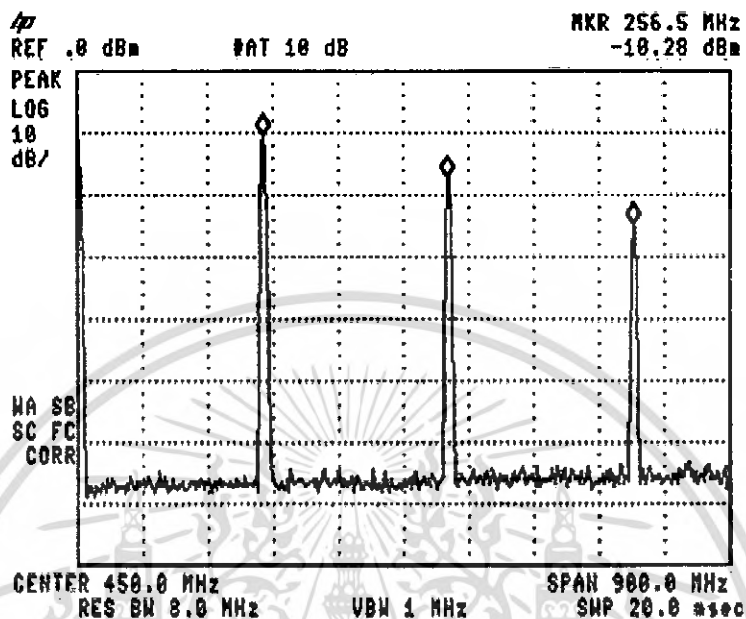
รูปสัญญาณที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ 255.7 MHz ที่ภากรับได้ผลการทดลองดังนี้



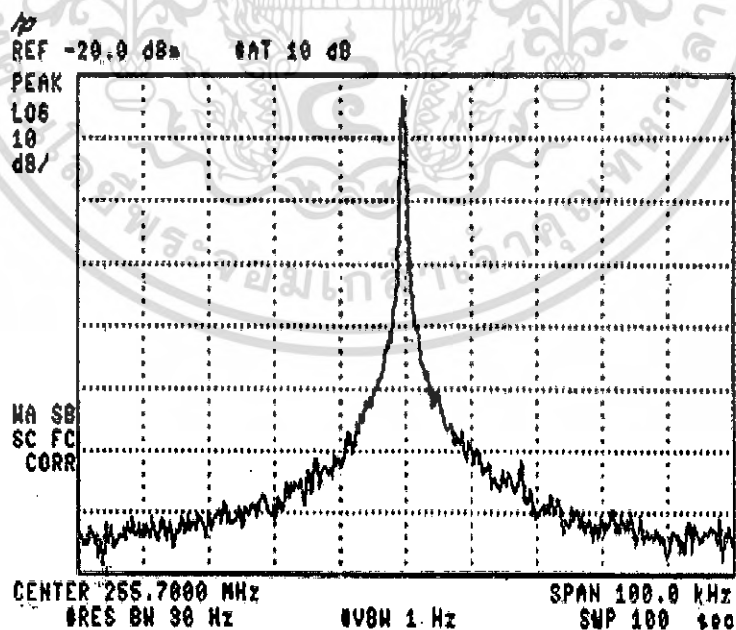
รูปที่ 4.35 สัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกที่มีความถี่ 255.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สเปกตรัมของสัญญาณที่ความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์หลังจากลือกความถี่แล้ว ได้ผลดังรูปที่ 4.36 ซึ่งสัญญาณฮาร์โมนิกที่ 1 (ความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์) มีขนาด 9.72 dBm ฮาร์โมนิกที่ 2 (ความถี่ 511.4 เมกะเฮิร์ตซ์) มีขนาด 3 dBm และฮาร์โมนิกที่ 3 (ความถี่ 767.1 เมกะเฮิร์ตซ์) มีขนาด -4 dBm



รูปที่ 4.36 สเปกตรัมแสดงฮาร์โมนิกของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (20 dB External Attenuation)

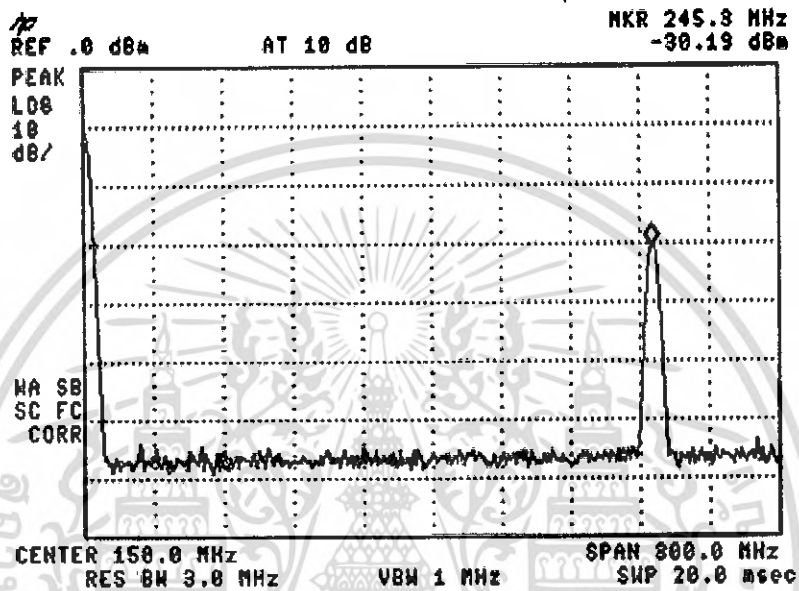


รูปที่ 4.37 สเปกตรัมของสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์

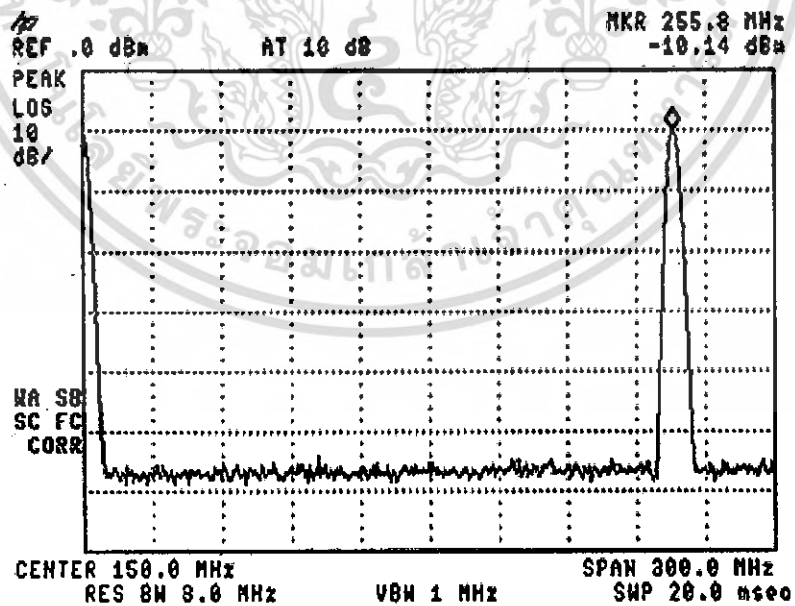
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.10 วงจรมิกเซอร์ (Mixer)

วงจรมิกเซอร์ทำหน้าที่ลดความถี่จาก 245 เมกะเฮิร์ตซ์ มาเป็นความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์ (ความถี่กลาง) แล้วทำการวัดผลด้วยสเปกตรัมอานาไลเซอร์ ได้ผลการทดลองของวงจรมิกเซอร์เมื่อเปรียบเทียบกับระหว่างสัญญาณอินพุต(สัญญาณความถี่วิทยุที่รับได้และสัญญาณจากวงจรสังเคราะห์ความถี่ด้วยเฟสล็อกกลูป) กับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมิกเซอร์แสดงได้ตามรูปที่ 4.38 – 4.40 (ในที่นี้เราป้อนสัญญาณวิทยุมาจากเครื่องจิกเนอเรเตอร์ที่ความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์)

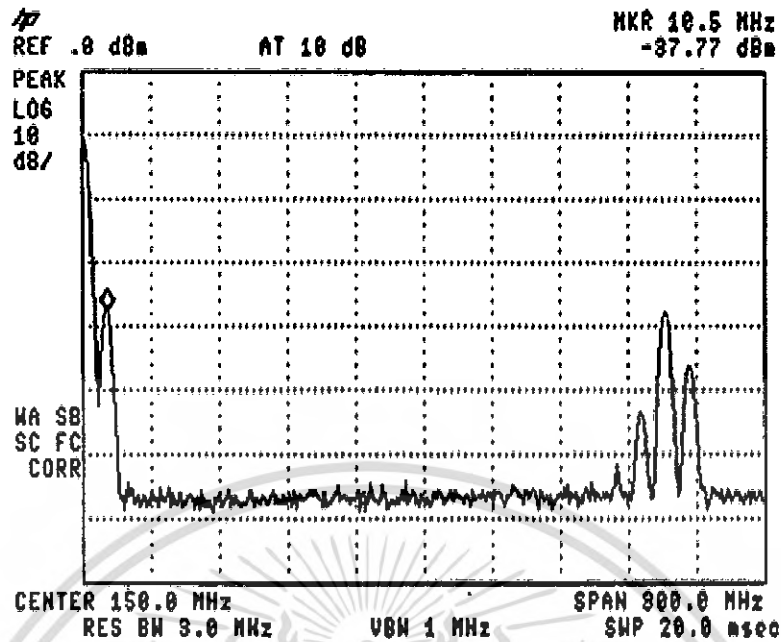


รูปที่ 4.38 สเปกตรัมของสัญญาณวิทยุความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ซึ่งใช้เป็นสัญญาณวิทยุ (20 dB Ext. Att.)



รูปที่ 4.39 สเปกตรัมของวงจรสังเคราะห์ความถี่ 255.7 เมกะเฮิร์ตซ์
ซึ่งใช้เป็นโลคอลออสซิลเลเตอร์(20 dB Ext. Att.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.40 สเปกตรัมของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรมิกเซอร์ (20 dB Ext. Att.)

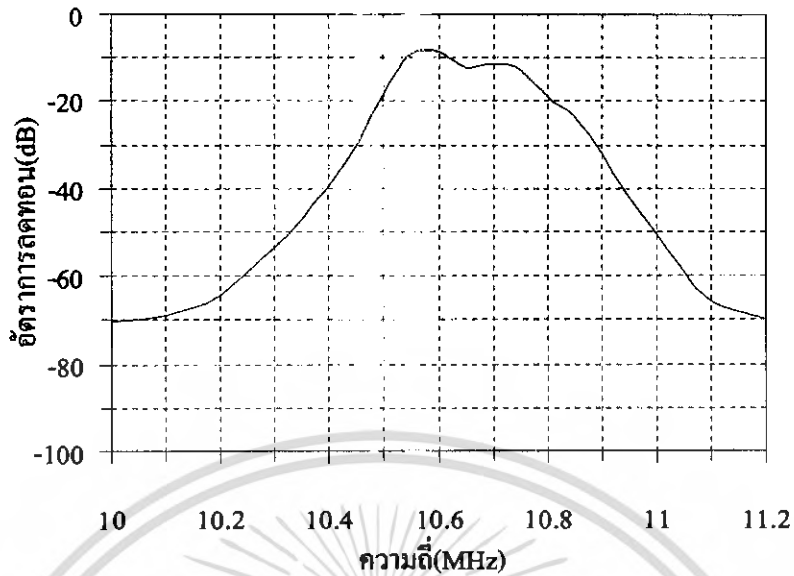
4.11 วงจรกรองแถบความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (Band Pass Filter 10.7 MHz)

ผลการวัดการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์แสดงได้ตามตารางที่ 4.11 และกราฟตามรูปที่ 4.41

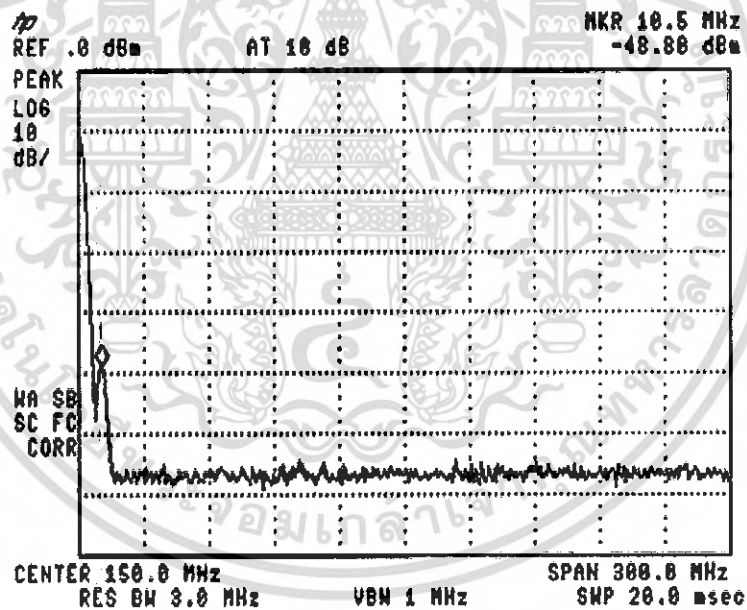
ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราการลดทอน (dB)
10.00	-70.10	10.60	-8.75
10.05	-69.70	10.65	-12.11
10.10	-68.90	10.70	-11.36
10.15	-67.30	10.75	-12.39
10.20	-64.20	10.80	-18.72
10.25	-59.10	10.85	-23.26
10.30	-53.50	10.90	-31.83
10.35	-46.70	10.95	-41.90
10.40	-39.60	11.00	-50.60
10.45	-30.30	11.05	-58.70
10.50	-18.59	11.10	-65.80
10.55	-9.07	11.20	-70.00

ตารางที่ 4.11 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.41 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรความถี่ที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.42 สเปกตรัมสัญญาณเอาต์พุตเมื่อนำสัญญาณจากวงจรมิกเซอร์ผ่านวงจรกรองแถบความถี่ (20 dB Ext. Att.)

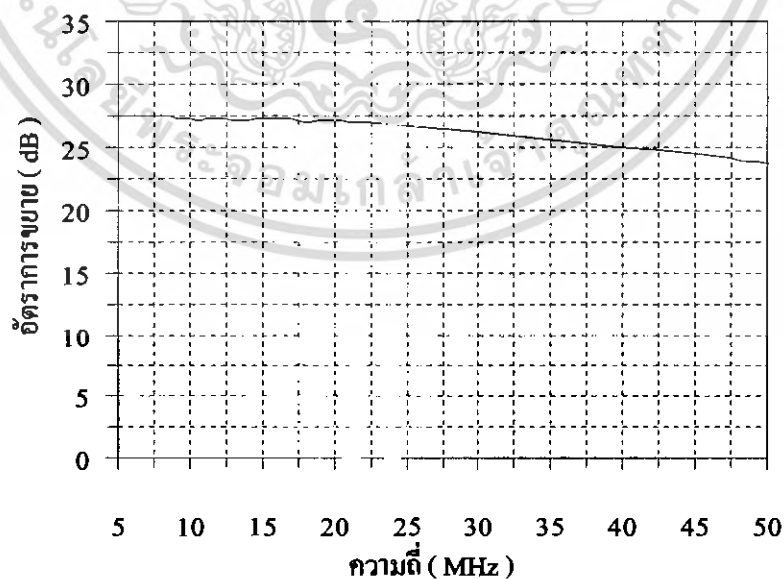
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.12 วงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์ (IF Amplifier 10.7 MHz)

ผลตอบสนองทางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณอินพุต -20 dBm ได้ผลตามตารางที่ 4.12 และรูปที่ 4.43

ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)	ความถี่ (MHz)	อัตราขยาย (dB)
1	25.09	14	27.20
2	26.94	15	27.28
3	27.35	16	27.29
4	27.47	17	27.27
5	27.47	18	27.09
6	27.49	19	27.17
7	27.47	20	27.13
8	27.44	25	26.73
9	27.37	30	26.18
10	27.30	35	25.60
10.7	27.20	40	25.02
11	27.30	45	24.47
12	27.28	50	23.82
13	27.26		

ตารางที่ 4.12 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลาง



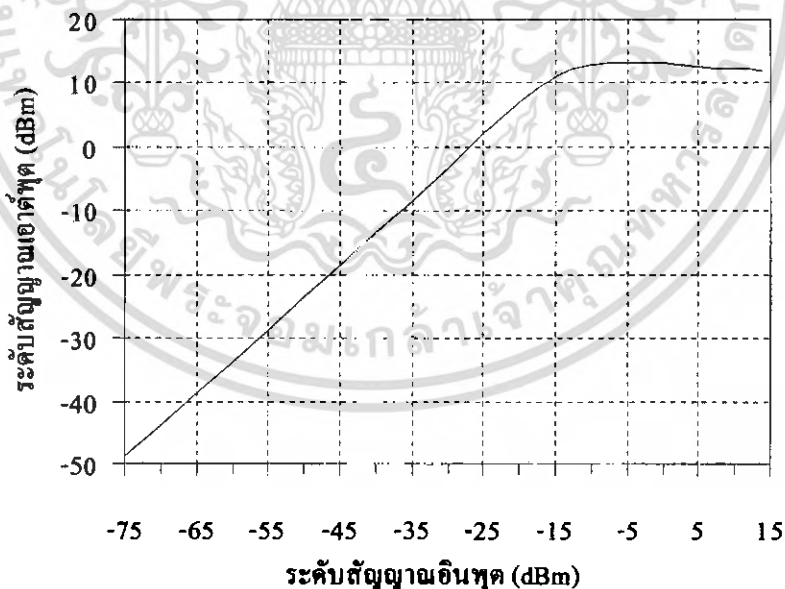
รูปที่ 4.43 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางที่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์
ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 4.13 และรูปที่ 4.44

ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)	ระดับสัญญาณอินพุต (dBm)	ระดับสัญญาณเอาต์พุต (dBm)
-75	-48.70	-25	2.02
-70	-43.80	-20	7.01
-65	-38.60	-15	10.98
-60	-33.60	-10	12.92
-55	-28.64	-5	13.24
-50	-23.50	0	13.10
-45	-18.43	5	12.68
-40	-13.26	10	12.20
-35	-8.23	14	12.00
-30	-3.04		

ตารางที่ 4.13 ตารางเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุต



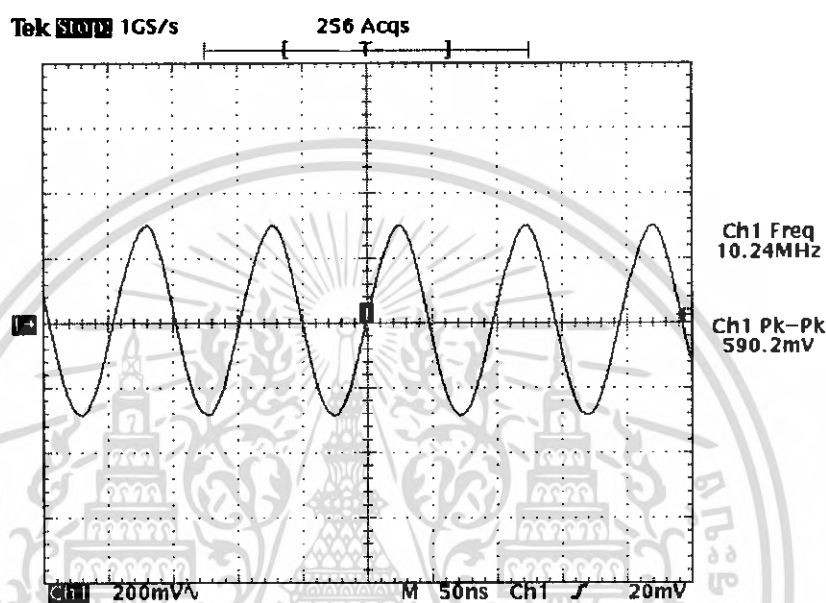
รูปที่ 4.44 กราฟเปรียบเทียบระหว่างระดับสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่ 10.7 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.13 ผลการทดลองจากวงจรคิมอคูเลเตอร์โดยใช้ไอซี MC3362

4.13.1 คริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์

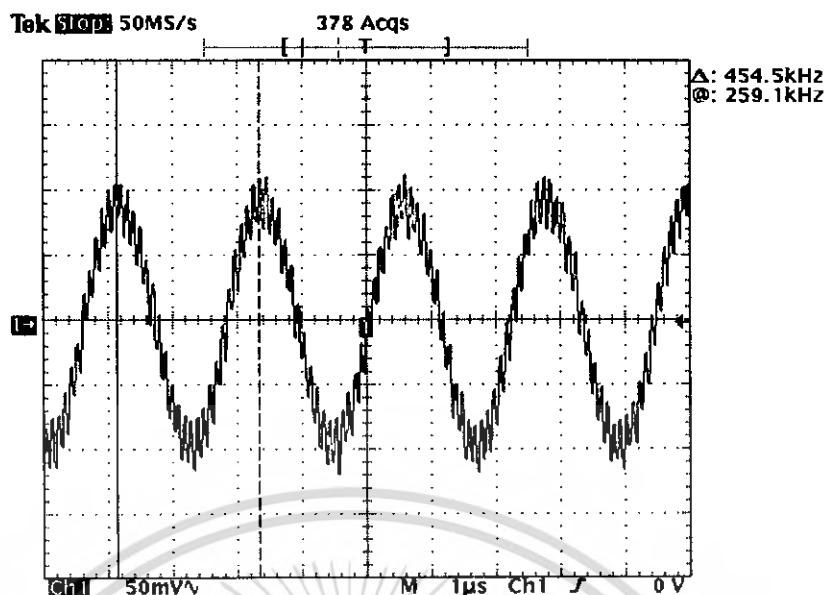
สัญญาณที่ผ่านจากวงจรขยายสัญญาณความถี่กลางแล้วจะทำการลดความถี่ลงมาจาก 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์มาเป็นความถี่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์โดยมีคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์เป็นตัวกำเนิดสัญญาณโลคออสซิลเลเตอร์



รูปที่ 4.46 สัญญาณจากคริสตอลออสซิลเลเตอร์ความถี่ 10.245 เมกะเฮิร์ตซ์ (ขา 4) ของ MC3362

4.13.2 วงจรมิกเซอร์

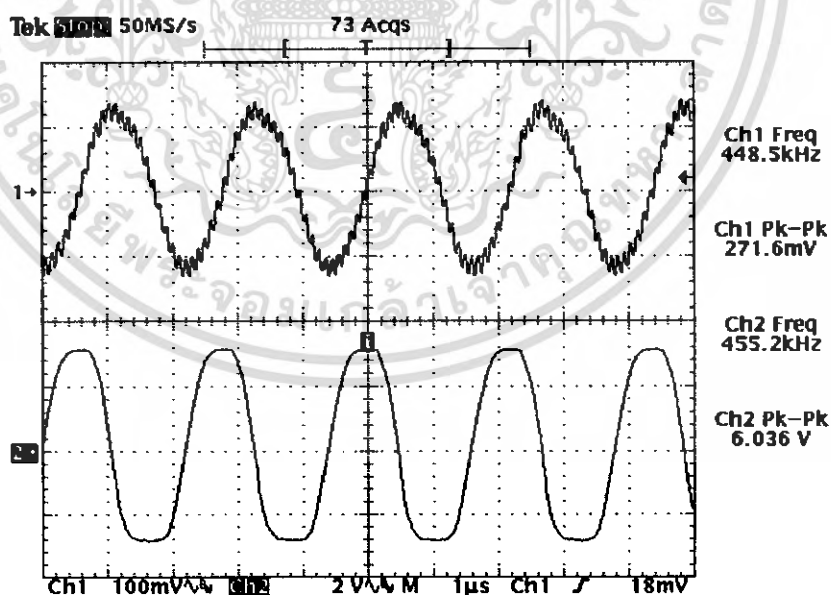
เนื่องจากไอซี MC3362 มีวงจรที่ทำหน้าที่เป็นมิกเซอร์อยู่ภายใน เมื่อป้อนสัญญาณความถี่ 10.7 เมกะเฮิร์ตซ์เข้าที่ขา 17 และคริสตอลออสซิลเลเตอร์ซึ่งต่ออยู่ที่ขา 4 ผลการทดลองของมิกเซอร์ ดังรูปที่ 4.47



รูปที่ 4.47 สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมิกเซอร์ (ขา 7) ของ MC3362

4.13.3 วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier)

นำสัญญาณมาผ่านวงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟสโดยใช้ไอซี LM357 ซึ่งต่อเข้ากับไอซี MC 3362 เพื่อขยายสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้นก่อนนำไปผ่านวงจรกรองแถบความถี่ผ่านที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์ ผลการทดลองเป็นดังรูป 4.48

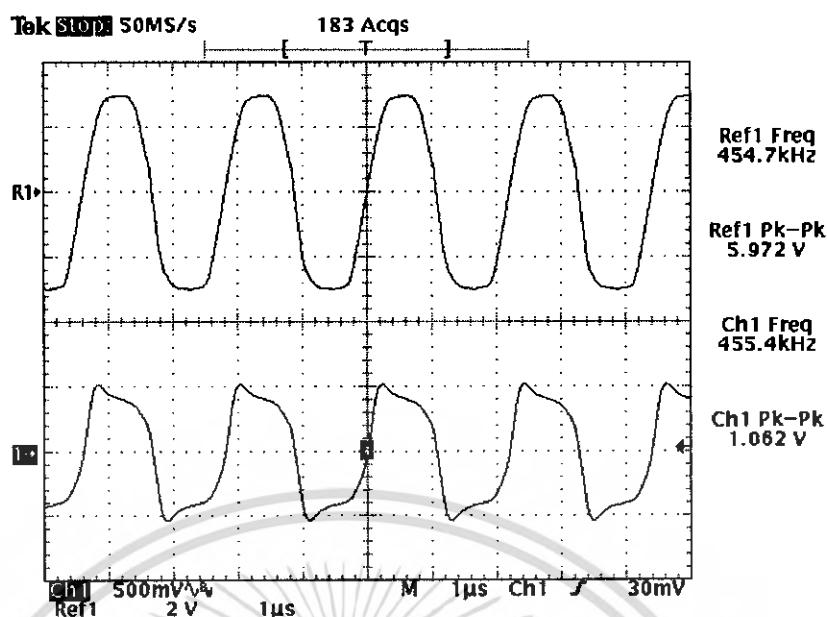


รูปที่ 4.48 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ

เมื่อ Ch1 : สัญญาณอินพุตของวงจรขยายสัญญาณ

Ch2 : สัญญาณเอาต์พุตของวงจรขยายสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.49 ผลการทดลองเมื่อสัญญาณผ่านไดโอด

เมื่อ Ref1 : สัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรขยายสัญญาณ

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตที่เมื่อผ่าน ไดโอด

4.13.4 วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (Band Pass Filter ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์)

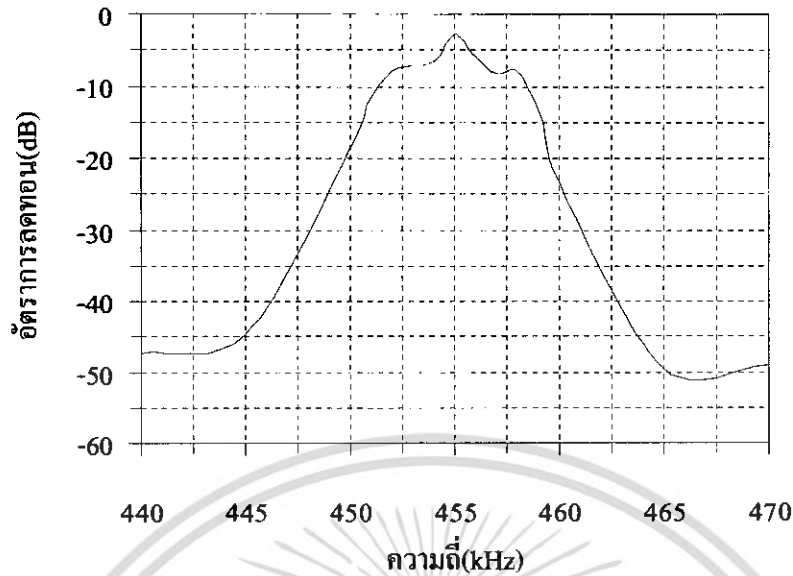
ผลการวัดการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่โดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์แสดงได้ตามตารางที่ 4.14 และกราฟตามรูปที่ 4.50

ความถี่ (kHz)	อัตราการลดทอน (dB)
440	-47.2903
445	-44.7916
450	-18.533
451	-11.7005
452	-7.9588
453	-7.13095
454	-6.52116
455	-2.85335

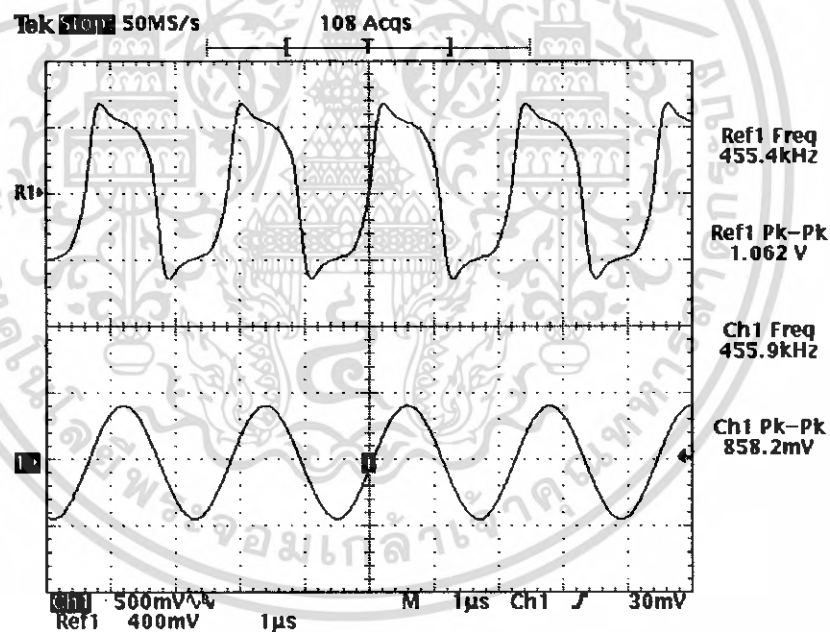
ความถี่ (kHz)	อัตราการลดทอน (dB)
456	-5.8486
457	-8.13428
458	-7.9588
459	-13.5556
460	-23.2989
465	-49.4732
470	-49.0691

ตารางที่ 4.14 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

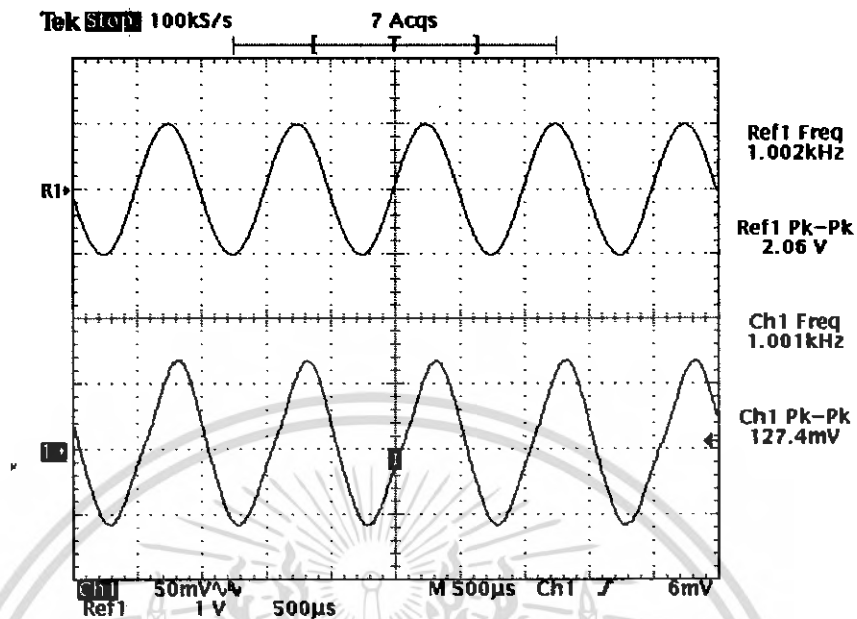


รูปที่ 4.50 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์



รูปที่ 4.51 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์
เมื่อ **Ref 1** : สัญญาณอินพุตของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์
Ch 1 : สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแถบความถี่ที่ 455 กิโลเฮิร์ตซ์

4.13.5 วงจรตีมอดูเลเตอร์

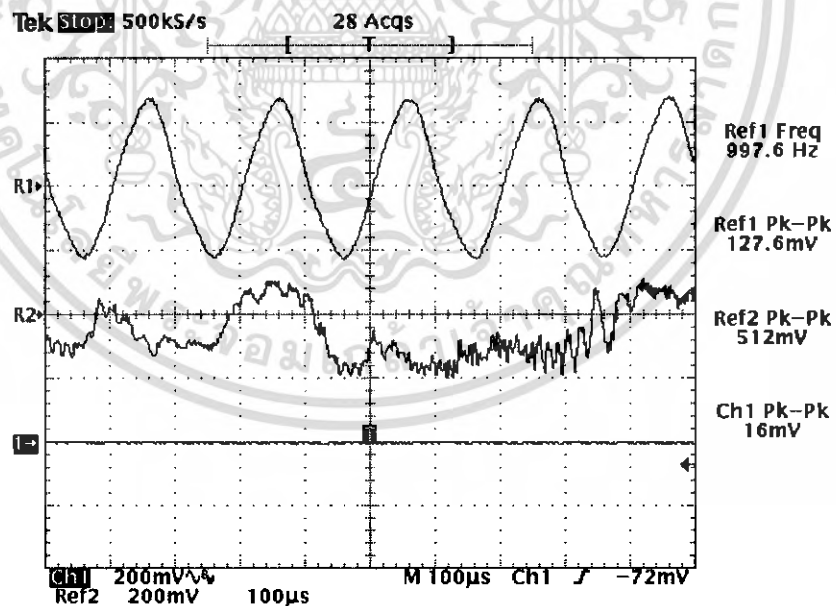


รูปที่ 4.52 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรตีมอดูเลเตอร์(ขา 13)ของMC3362

เมื่อ Ref1 : สัญญาณรูปไซน์ 1 กิโลเฮิร์ตซ์ก่อนทำการมอดูเลต

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรตีมอดูเลเตอร์

4.13.6 วงจรสวิตช์



รูปที่ 4.53 สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตีมอดูเลเตอร์ (ขา 13) ของMC3362 เมื่อมีและไม่มีสัญญาณอินพุต

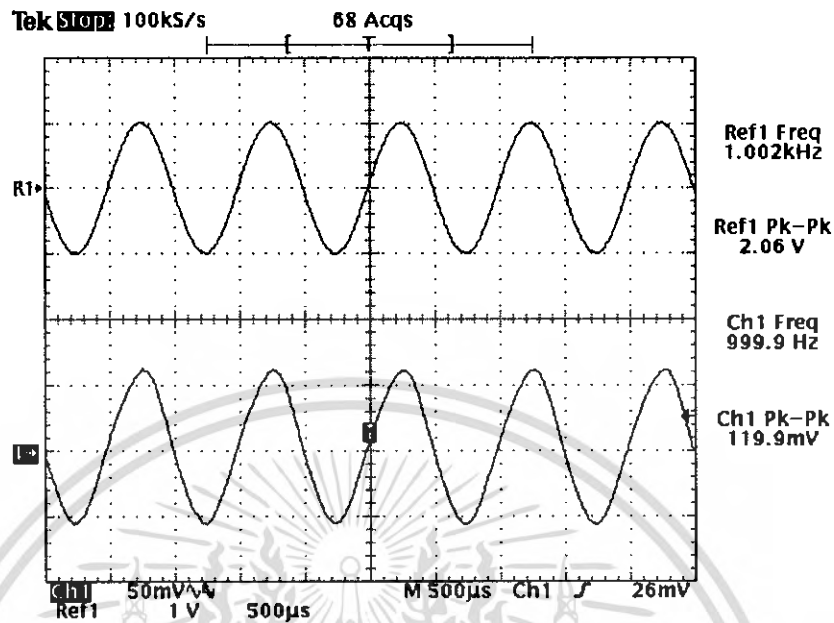
เมื่อ Ref1 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรตีมอดูเลเตอร์เมื่อมีสัญญาณอินพุต

Ref2 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรตีมอดูเลเตอร์เมื่อ ไม่มีสัญญาณอินพุต

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรสวิตช์เมื่อไม่มีสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

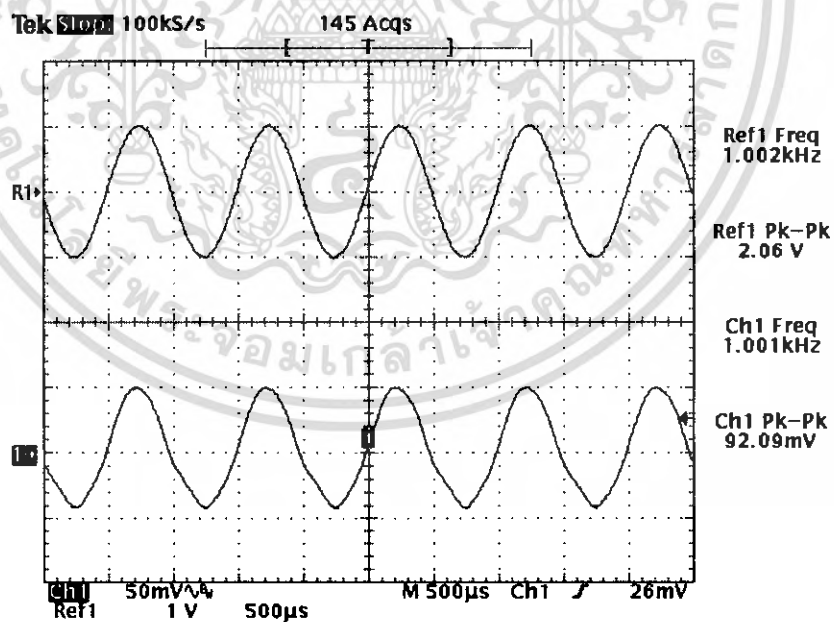
4.13.7 สัญญาณจากวงจรคิมอคูเลเตอร์เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่ระดับต่างกัน



รูปที่ 4.54 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคิมอคูเลเตอร์ (ขา 13) ของ MC3362

เมื่อ Ref1 : สัญญาณรูปไซน์ 1 กิโลเฮิรตซ์ก่อนทำการมอดูเลต

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรคิมอคูเลเตอร์ที่กำลังงานอินพุต -50 dB

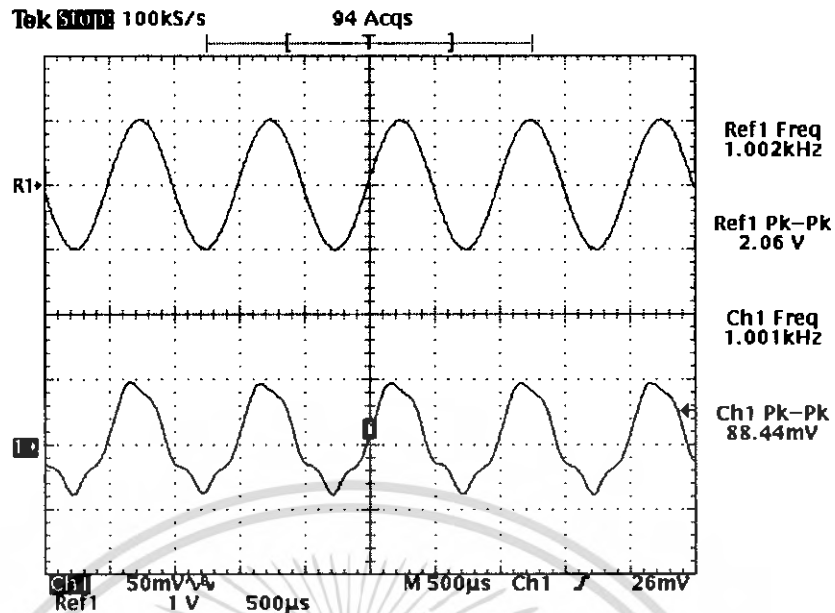


รูปที่ 4.55 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคิมอคูเลเตอร์ (ขา 13) ของ MC3362

เมื่อ Ref1 : สัญญาณรูปไซน์ 1 กิโลเฮิรตซ์ก่อนทำการมอดูเลต

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรคิมอคูเลเตอร์ที่กำลังงานอินพุต -60 dB

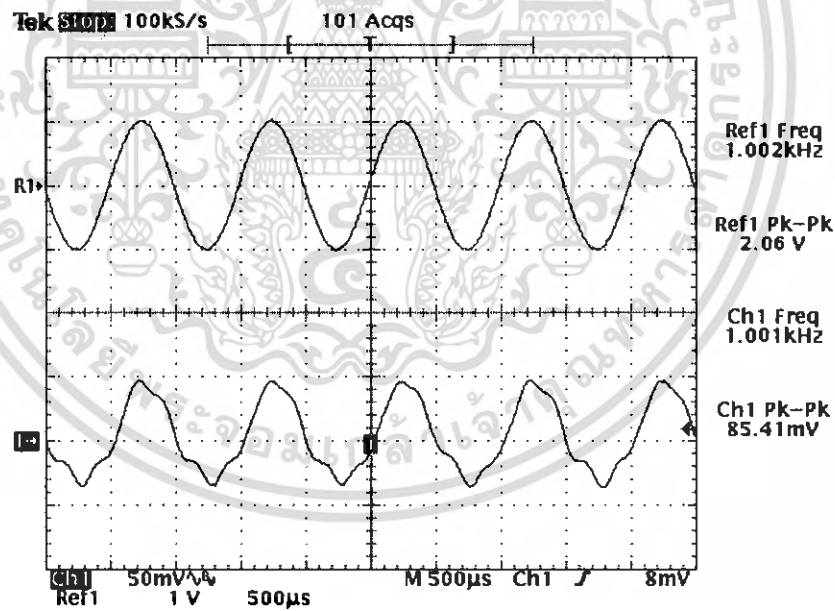
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.56 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ (ขา 13) ของ MC3362

เมื่อ Ref1 : สัญญาณรูปไซน์ 1 กิโลเฮิรตซ์ก่อนทำการมอดูเลต

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลเตอร์ที่กำลังงานอินพุต -70 dB



รูปที่ 4.57 สัญญาณก่อนทำการมอดูเลตและสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลเตอร์ (ขา 13) ของ MC3362

เมื่อ Ref1 : สัญญาณรูปไซน์ 1 กิโลเฮิรตซ์ก่อนทำการมอดูเลต

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลเตอร์ที่กำลังงานอินพุต -80 dB

4.14 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดเอกที่ฟอันดับที่ 8

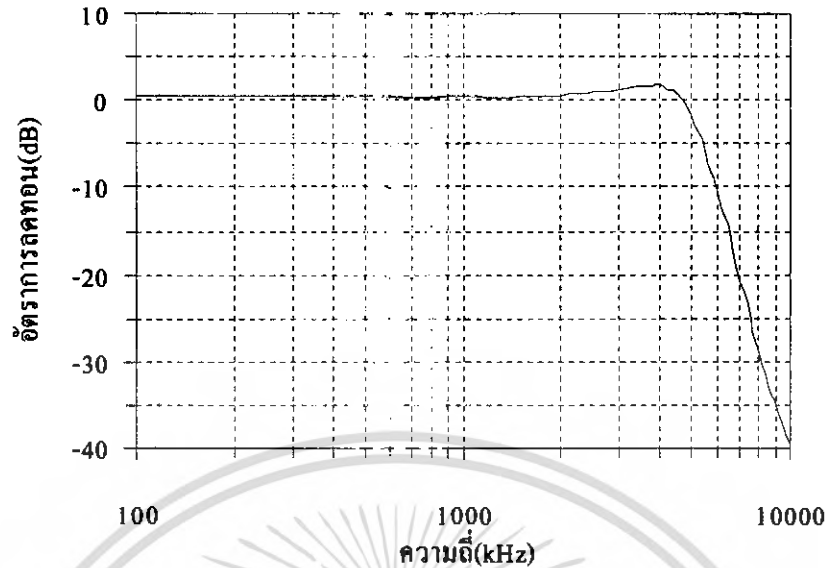
ความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์ (Active Low Pass Filter)

ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเทอร์เวิร์ทชนิดเอกที่ฟโดยใช้วงจร Sallen and Key มีความถี่คัทออฟที่ 5 กิโลเฮิรตซ์มีผลการทดลองเช่นเดียวกับทางด้านภาคส่ง นำสัญญาณที่ผ่านการคีมอดูเลตแล้วมาทำการกรองความถี่ ผลการทดลองแสดงได้ดังตาราง 4.15 และรูป 4.58

ความถี่ (Hz)	อัตราการลดทอน (dB)	ความถี่ (Hz)	อัตราการลดทอน (dB)
100	0.539	4800	-0.427
200	0.473	5000	-1.766
400	0.473	5200	-3.557
600	0.407	5400	-5.036
800	0.341	5600	-7.132
1000	0.407	5800	-8.922
1200	0.341	6000	-10.692
1400	0.341	6200	-12.396
1600	0.407	6400	-13.973
1800	0.473	6600	-16.363
2000	0.539	6800	-18.862
2200	0.668	7000	-20.72
2400	0.796	7200	-21.928
2600	0.922	7400	-23.344
2800	1.046	7600	-25.547
3000	1.107	7800	-27.131
3200	1.408	8000	-28.683
3400	1.526	8200	-30.343
3600	1.641	8400	-31.568
3800	1.699	8600	-32.691
4000	1.812	8800	-33.979
4200	1.164	9000	-35.091
4400	1.229	10000	-39.659
4600	0.539		

ตารางที่ 4.15 ตารางผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอกที่ฟ

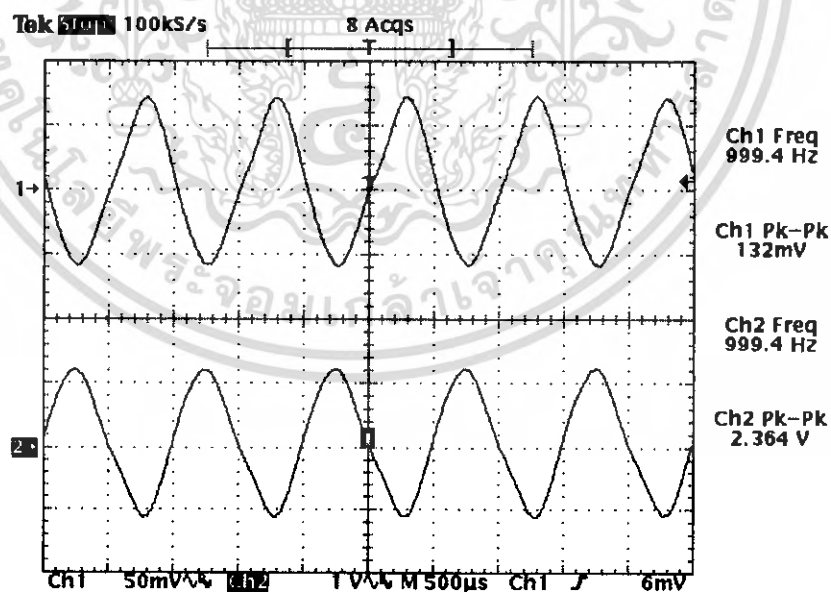
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.58 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบแอกทีฟ

4.15 วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)

สัญญาณที่ผ่านวงจรคิมอคูเลเตอร์และวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านยังมีขนาดสัญญาณที่เล็กอยู่จึงนำสัญญาณมาเข้าวงจรขยายสัญญาณเสียงเพื่อให้มีขนาดสัญญาณสูงขึ้น โดยมีอัตราขยาย 100 เท่า ผลการทดลองดังรูป 4.59



รูปที่ 4.59 สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายสัญญาณเสียง

เมื่อ Ch1 : สัญญาณจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

Ch2 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายสัญญาณเสียง

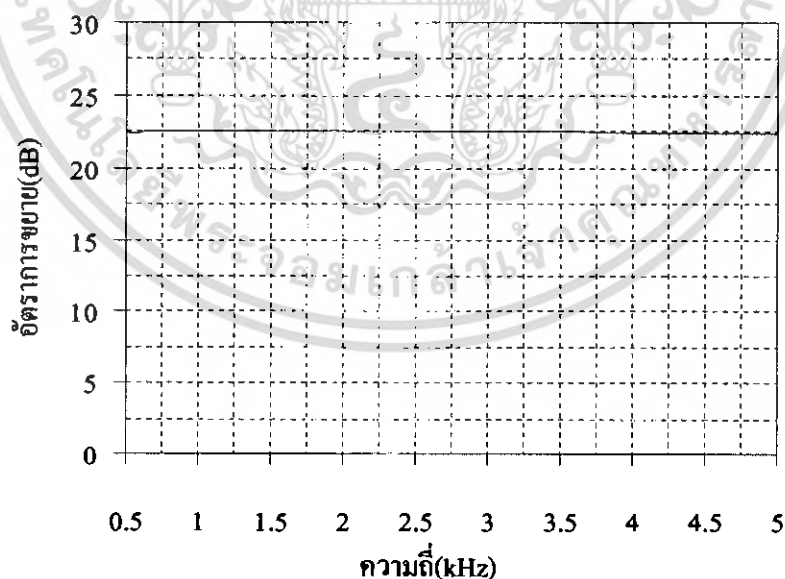
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.16 วงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง(Power Audio Amplifier)

สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรขยายสัญญาณเสียงยังมีกำลังไม่มากเพียงพอที่จะขับออกสู่ลำโพง ดังนั้นจึงต้องนำสัญญาณมาผ่านวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง โดยมีอัตราขยายประมาณ 20 dB ผลการทดลองแสดงได้ดังตารางที่ 4.16-4.17 และรูปที่ 4.60-4.61

ความถี่ (kHz)	อัตราขยาย (dB)
0.5	22.344
0.6	22.402
0.7	22.575
0.8	22.575
0.9	22.575
1	22.575
2	22.518
3	22.518
4	22.461
5	22.461

ตารางที่ 4.16 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง

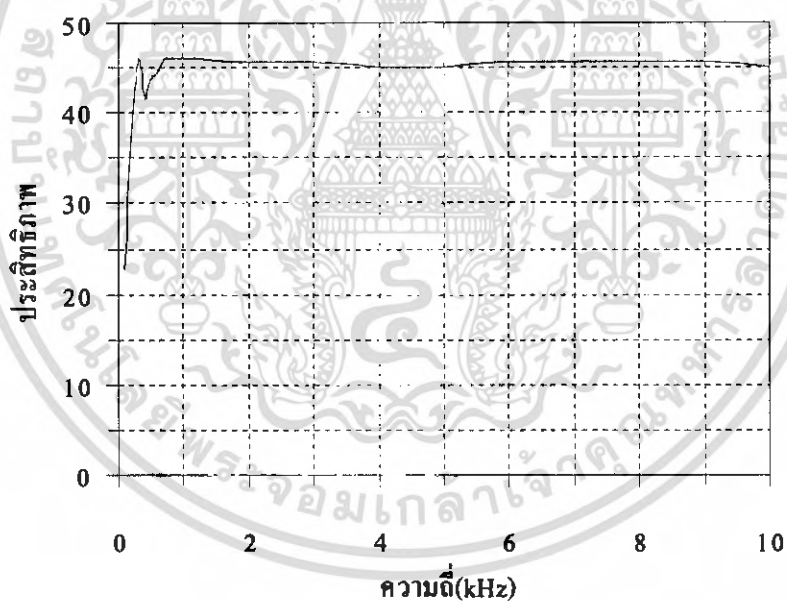


รูปที่ 4.60 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายกำลังเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

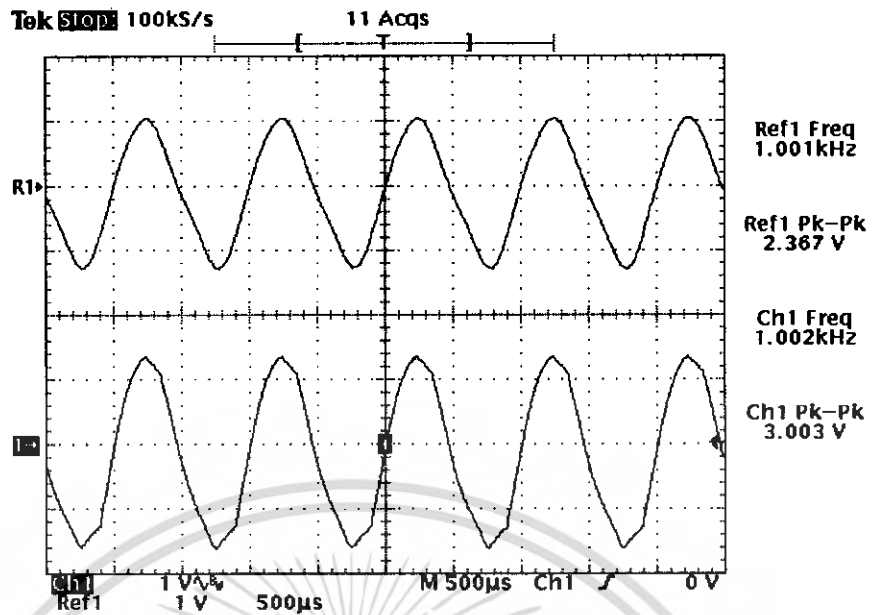
ความถี่ (kHz)	ประสิทธิภาพ	ความถี่ (kHz)	ประสิทธิภาพ
0.1	22.67	2	45.62
0.2	36.51	3	45.62
0.3	46.15	4	45
0.4	41.61	5	45
0.5	43.62	6	45.62
0.6	44.42	7	45.62
0.7	46.21	8	45.62
0.8	46.21	9	45.62
0.9	46.21	10	45
1	46.21		

ตารางที่ 4.17 ประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง



รูปที่ 4.61 กราฟประสิทธิภาพของวงจรขยายกำลังสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.62 สัญญาณที่ผ่านวงจรมอดูเลชันเชิงเส้นเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลชันกำลังสัญญาณเชิงเส้น

เมื่อ Ref1 : สัญญาณอินพุตจากวงจรมอดูเลชันเชิงเส้น

Ch1 : สัญญาณเอาต์พุตจากวงจรมอดูเลชันกำลังสัญญาณเชิงเส้น

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

จากการทดลองที่ผ่านมาคงได้นำเสนอไปแล้วเป็นการทดลองสร้างเครื่องรับส่งสัญญาณวิทยุ ย่านความถี่ 245 เมกะเฮิร์ตซ์ทั้งในส่วนของเครื่องรับและเครื่องส่ง ซึ่งในภาคการศึกษานี้ได้ทำการ อินทิเกรตวงจร โดยใช้โปรแกรมโปรเทลและทำการต่อวงจรลงบนแผ่นพีซีบีชนิดอีพ็อกซี FR-4 มีความหนา 0.762 มิลลิเมตรซึ่งสามารถสรุปผลการทดลอง ได้ดังนี้คือ

เครื่องส่ง

- เครื่องส่งสามารถปรับความถี่ได้ในช่วง 245 MHz \pm 2 MHz
- เครื่องส่งมีกำลังส่งสูงสุด 2 วัตต์
- สามารถรับส่งสัญญาณเสียงในช่วงความถี่ไม่เกิน 5 กิโลเฮิร์ตซ์
- สามารถปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณได้โดยแต่ละช่องสัญญาณห่างกัน 10 กิโลเฮิร์ตซ์
- เครื่องส่งใช้แรงดัน 12 โวลต์
- เครื่องส่งกินกำลังงาน 5.88 วัตต์ (เฉลี่ยทั้งวงจรภาคส่ง)

เครื่องรับ

- เครื่องรับมีความไว (Sensitivity) สูงสุด -110 dBm
- เครื่องรับกินกำลังงาน 3.84 วัตต์(เฉลี่ยทั้งวงจรภาครับ)
- เครื่องรับใช้แรงดัน 12 โวลต์

ปัญหาที่พบ

- เนื่องจากต้องการกำลังส่งมากการออกแบบวงจรขับกำลังความถี่วิทยุและวงจรขยายกำลังสัญญาณจึงต้องการเอาต์พุตพาวเวอร์สูงแต่เมื่อเอาต์พุตพาวเวอร์สูงทำให้ต้องการแหล่งจ่ายที่มีค่าสูงมากทำให้ทรานซิสเตอร์เกิดความร้อนได้รวดเร็วและทำให้แหล่งกำเนิดแรงดันรวมมีขนาดใหญ่มีผลให้ไม่สามารถทำให้ชิ้นงานมีขนาดตามที่ต้องการได้เนื่องจากต้องเผื่อขนาดแหล่งจ่ายไฟไว้เกือบครึ่งของชิ้นงานรวมทั้งตัวระบายความร้อนมีขนาดใหญ่ด้วยเช่นกัน
- การออกแบบวงจรต้องทำให้มีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่จะสามารถทำได้เนื่องจากต้องเผื่อพื้นที่สำหรับจ่ายไฟด้วยแบตเตอรี่ไว้ด้วย โดยจุดประสงค์ที่ต้องการคือสามารถพกพาไปได้
- อาจเกิดปัญหาจากการซิลด์ทำให้วงจรเกิดการรบกวนกันเองได้
- การออกแบบที่และทำการวางอุปกรณ์โดยใช้อุปกรณ์ชนิดเซอร์เฟสมอนท์ อุปกรณ์ที่มีประสิทธิภาพสูงหายากและมีราคาแพงเนื่องจากค่าใช้จ่ายในการจัดทำปริญญาณิพนธ์มีจำกัดจึงทำให้ไม่สามารถเลือกอุปกรณ์และการจัดทำเป็นไปอย่างเต็มที่
- วงจรที่ทำการออกแบบและทำการสร้างนั้นยังมีขนาดใหญ่อยู่
- เนื่องจากสายอากาศที่ใช้เป็นสายอากาศสำเร็จรูปจึงทำให้สายอากาศมีอัตราการขยายต่ำ
- เครื่องส่งกินกำลังไฟมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การแก้ปัญหา

- ทำการจัดหาทรานซิสเตอร์ที่ต้องการระดับแรงดันต่ำเพื่อเหมาะสมแก่การรวมวงจรทั้งหมดและทำการติดตั้งตัวระบายความร้อนที่สามารถระบายความร้อนได้เพียงพอ
- การซัลด์ต้องทำการซัลด์ให้สนิทเพื่อให้แน่ใจว่าสัญญาณจะไม่ใช่ไปกวนวงจรอื่น
- พยายามวางลายวงจรให้ดีและเรียบร้อยโดยไม่วางขดลวดเหนียวทำให้เกิดการเหนียวนำกันเองภายในวงจรจะมีส่วนช่วยให้สัญญาณไม่เกิดการรบกวนกันได้มากขึ้น
- การบัดกรีต้องทำด้วยความระมัดระวังและเรียบร้อยเพื่อไม่ให้เกิดการลัดวงจร
- การวางลายวงจรจะต้องทำให้มีขนาดเล็กมากที่สุดเท่าที่จะทำได้
- เลือกหรือจัดหาทรานซิสเตอร์ที่ไม่ต้องจ่ายแรงดันมากเพื่อให้ขนาดของชิ้นงานกะทัดรัดและสะดวกต่อการพกพามากที่สุดเท่าที่จะทำได้
- หากต้องการวงจรที่มีขนาดเล็กมากอาจต้องใช้อุปกรณ์ที่มีการรวมวงจรสำเร็จจำนวนหลายวงจรในตัวเดียวกัน
- ใช้อุปกรณ์เช่นทรานซิสเตอร์ที่สามารถทำงานที่ระดับไฟเลี้ยงต่ำ (Low Voltage) แต่สามารถให้กำลังงานเอาต์พุตได้สูง

หนังสืออ้างอิง

1. Chris Bowick, “RF Circuit Design” , Howard W. Sams & Company, 1990
2. Roland E. Best , “ Phase Lock Loop ” , McGraw-Hill Book Company , 1984
3. Frank R. Dungan , “ Electronic communication system” , Delmar Publishers Inc., 1987.
4. รศ.ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์, “วิศวกรรมการสื่อสาร” , อักษรสยามการพิมพ์ , 2540
5. สุชาติ กังวารจิตต์ , “ เครื่องรับส่งวิทยุและระบบวิทยุสื่อสาร” , บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด , กรุงเทพฯ, 2536



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

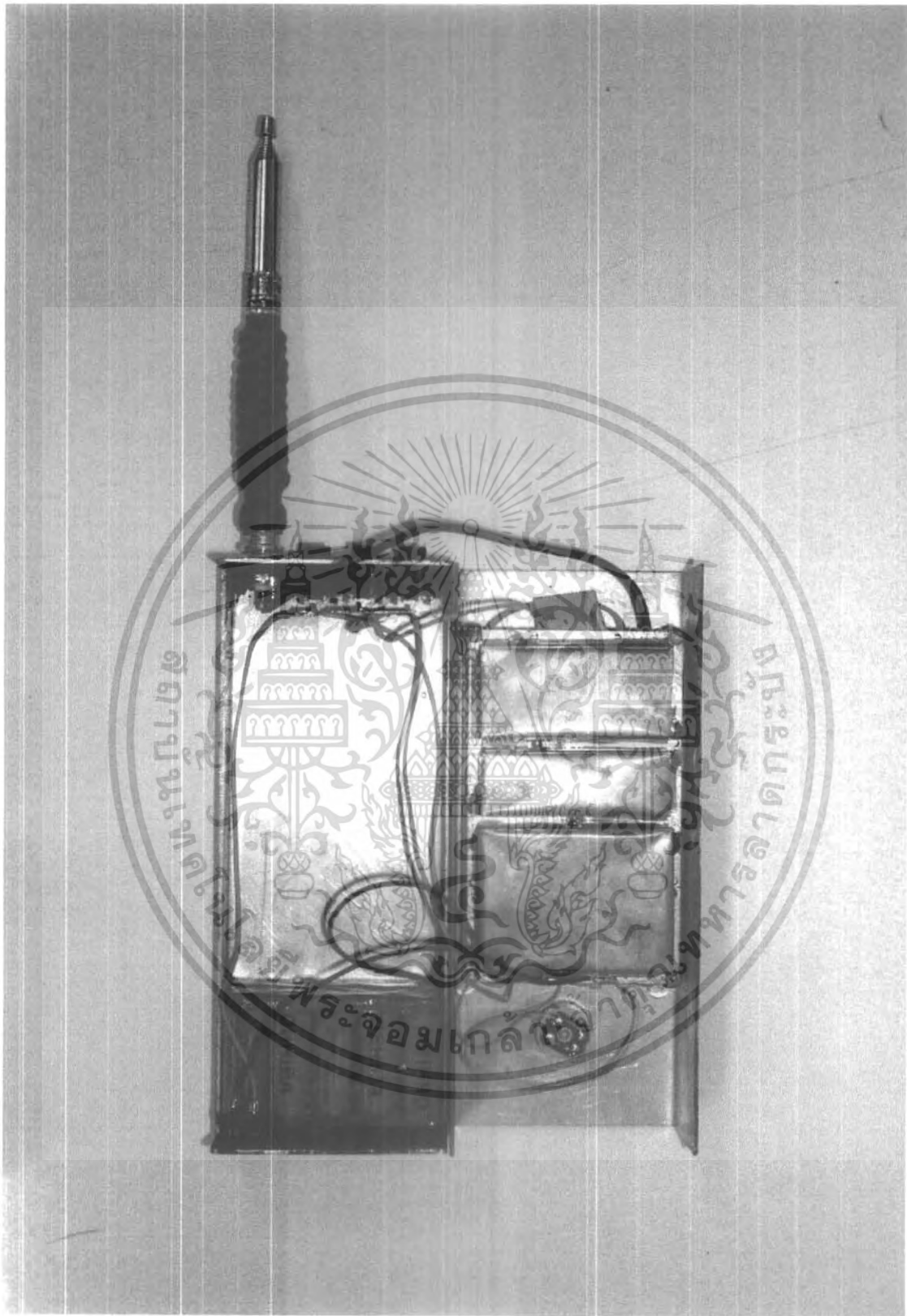


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงเครื่องส่งสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



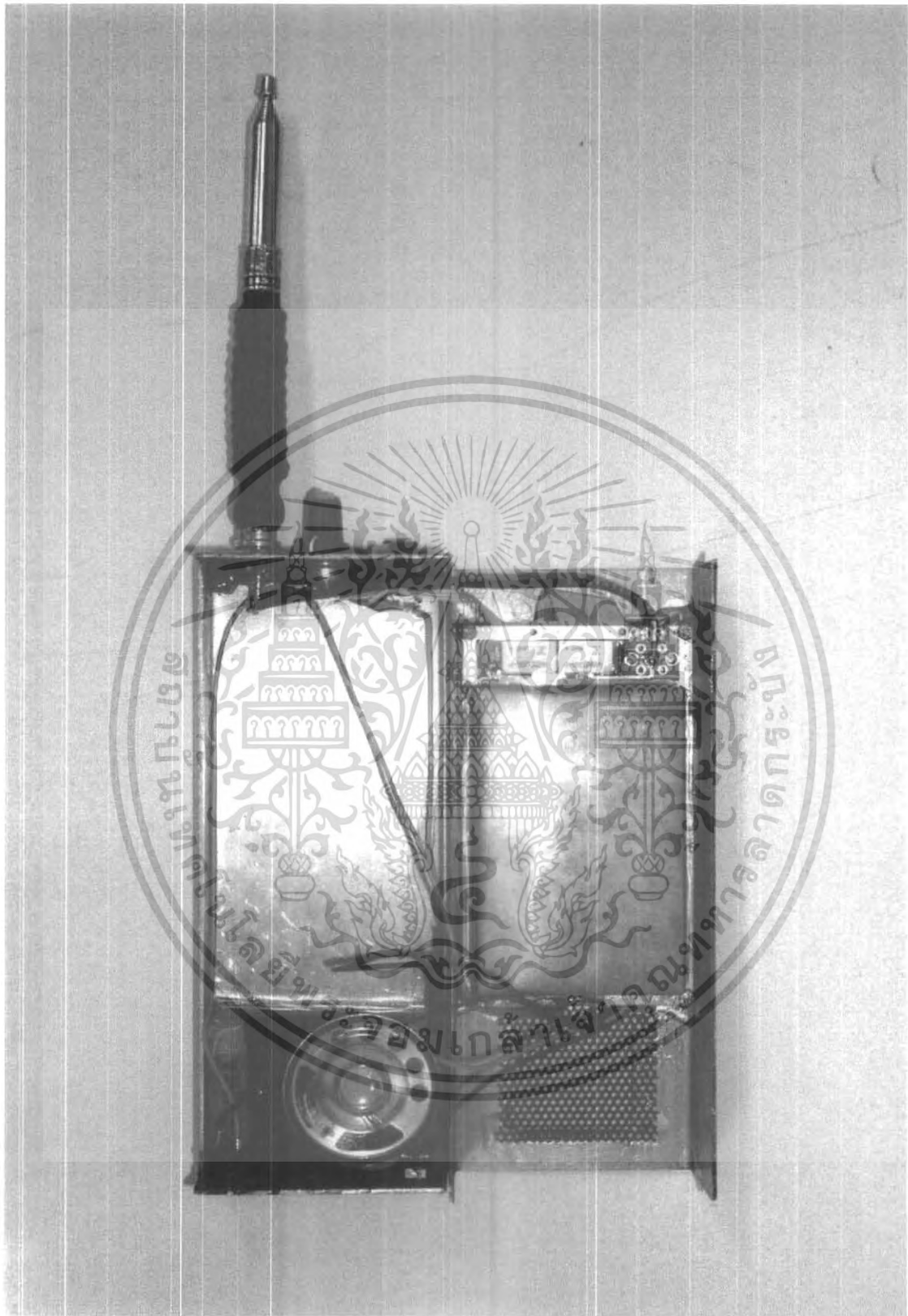
รูปแสดงองค์ประกอบภายในของเครื่องส่งสัญญาณวิทยุแบบเฟอเอ็มย่านความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงเครื่องรับสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงองค์ประกอบภายในของเครื่องรับสัญญาณวิทยุแบบเอฟเอ็มย่านความถี่ 245 เมกะเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

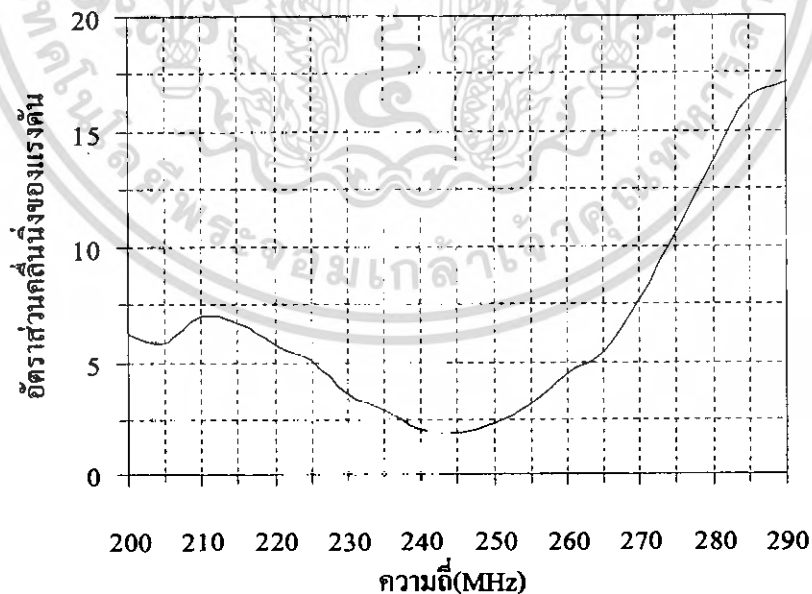
สายอากาศ (Antenna) และการวัดอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน (VSWR)

เนื่องจากสายอากาศที่ทำการวัดเป็นสายอากาศแบบสำเร็จรูปจึงต้องทำการวัดอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดันซึ่งได้ผลการทดลองดังตารางและรูปต่อไปนี้

ความถี่(MHz)	อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน
195	7.63
200	6.25
205	5.81
210	7.01
215	6.68
220	5.74
225	5.03
230	3.6
235	2.89
240	2.02
245	1.9

ความถี่(MHz)	อัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน
250	2.35
255	3.14
260	4.44
265	5.4
270	7.71
275	10.72
280	13.65
285	16.45
290	17.09
295	18.45

ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน



กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่และอัตราส่วนคลื่นนิ่งของแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DATA SHEET



BFG540; BFG540/X; BFG540/XR NPN 9 GHz wideband transistor

Product specification
File under Discrete Semiconductors, SC14

September 1995

NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X; BFG540/XR

FEATURES

- High power gain
- Low noise figure
- High transition frequency
- Gold metallization ensures excellent reliability.

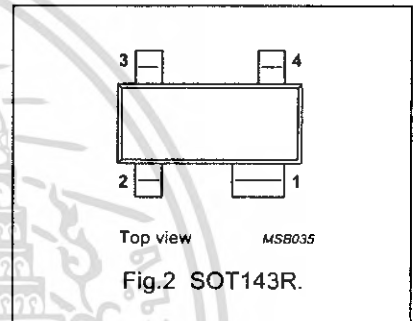
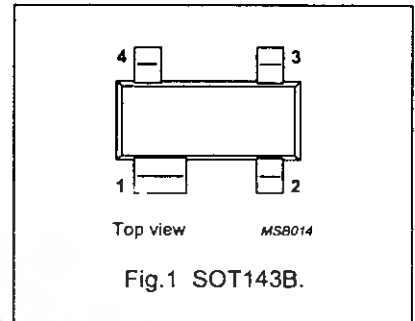
DESCRIPTION

NPN silicon planar epitaxial transistors, intended for wideband applications in the GHz range, such as analog and digital cellular telephones, cordless telephones (CT1, CT2, DECT, etc.), radar detectors, satellite TV tuners (SATV), MATV/CATV amplifiers and repeater amplifiers in fibre-optical systems.

The transistors are mounted in plastic SOT143B and SOT143R packages.

PINNING

PIN	DESCRIPTION
BFG540 (Fig.1) Code: N37	
1	collector
2	base
3	emitter
4	emitter
BFG540/X (Fig.2) Code: N43	
1	collector
2	emitter
3	base
4	emitter
BFG540/XR (Fig.2) Code: N49	
1	collector
2	emitter
3	base
4	emitter



NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X;
BFG540/XR

QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	–	20	V
V_{CES}	collector-emitter voltage	$R_{BE} = 0$	–	–	15	V
I_C	DC collector current		–	–	120	mA
P_{tot}	total power dissipation	up to $T_s = 60\text{ °C}$; note 1	–	–	400	mW
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 40\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $T_j = 25\text{ °C}$	60	120	250	
C_{re}	feedback capacitance	$I_C = 0$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 1\text{ MHz}$	–	0.5	–	pF
f_T	transition frequency	$I_C = 40\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 1\text{ GHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	9	–	GHz
G_{UM}	maximum unilateral power gain	$I_C = 40\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 900\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	18	–	dB
		$I_C = 40\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 2\text{ GHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	11	–	dB
$ S_{21} ^2$	insertion power gain	$I_C = 40\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 900\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	15	16	–	dB
F	noise figure	$\Gamma_s = \Gamma_{opt}$; $I_C = 10\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 900\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	1.3	1.8	dB
		$\Gamma_s = \Gamma_{opt}$; $I_C = 40\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 900\text{ MHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	1.9	2.4	dB
		$\Gamma_s = \Gamma_{opt}$; $I_C = 10\text{ mA}$; $V_{CE} = 8\text{ V}$; $f = 2\text{ GHz}$; $T_{amb} = 25\text{ °C}$	–	2.1	–	dB

LIMITING VALUES

In accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
V_{CBO}	collector-base voltage	open emitter	–	20	V
V_{CES}	collector-emitter voltage	$R_{BE} = 0$	–	15	V
V_{EBO}	emitter-base voltage	open collector	–	2.5	V
I_C	DC collector current		–	120	mA
P_{tot}	total power dissipation	up to $T_s = 60\text{ °C}$ (note 1)	–	400	mW
T_{stg}	storage temperature		–65	+150	°C
T_j	junction temperature		–	150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	VALUE	UNIT
R_{thj-s}	thermal resistance from junction to soldering point	up to $T_s = 60\text{ °C}$ note 1	290	K/W

Note

- T_s is the temperature at the soldering point of the collector pin.

NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X;
BFG540/XR

CHARACTERISTICS

 $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

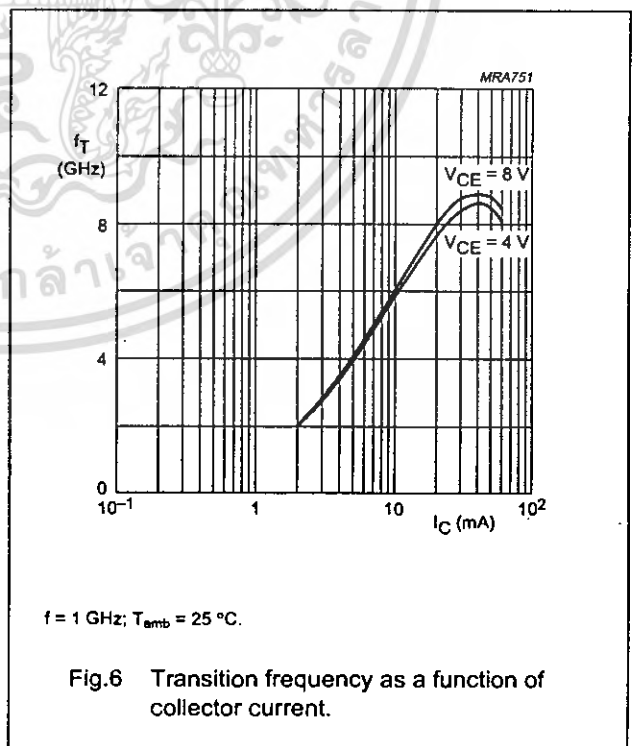
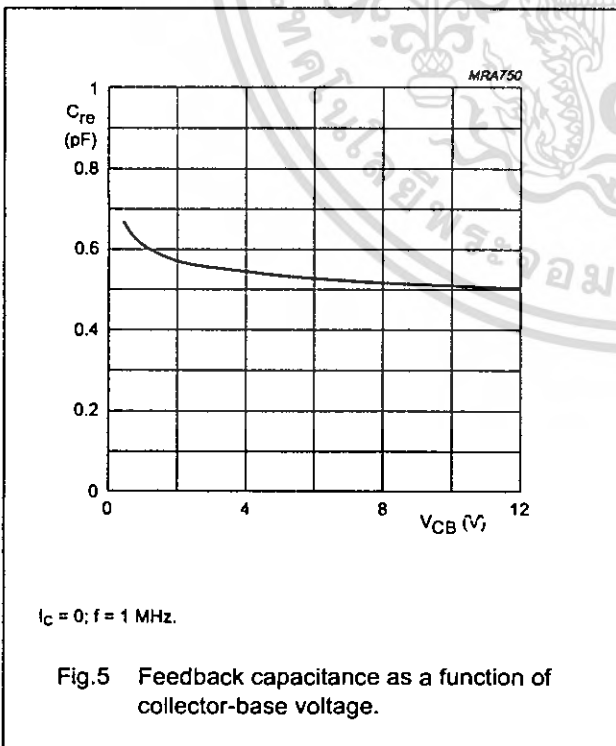
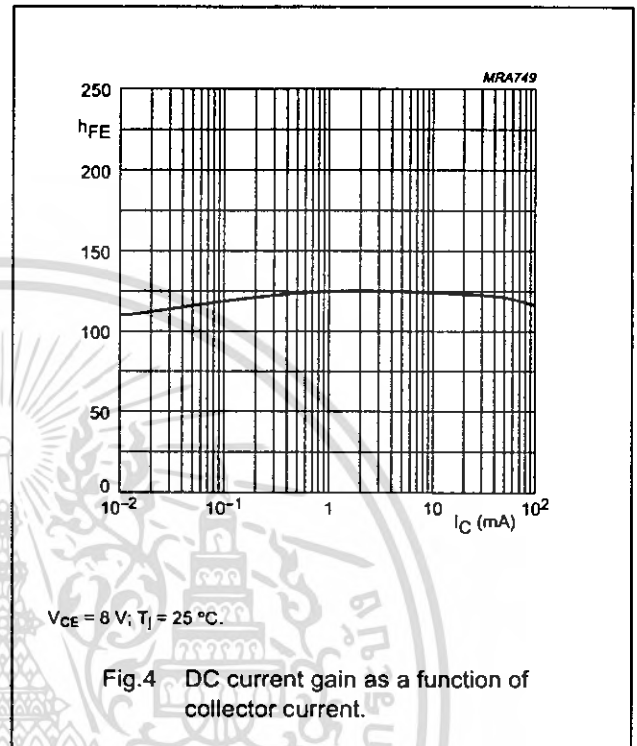
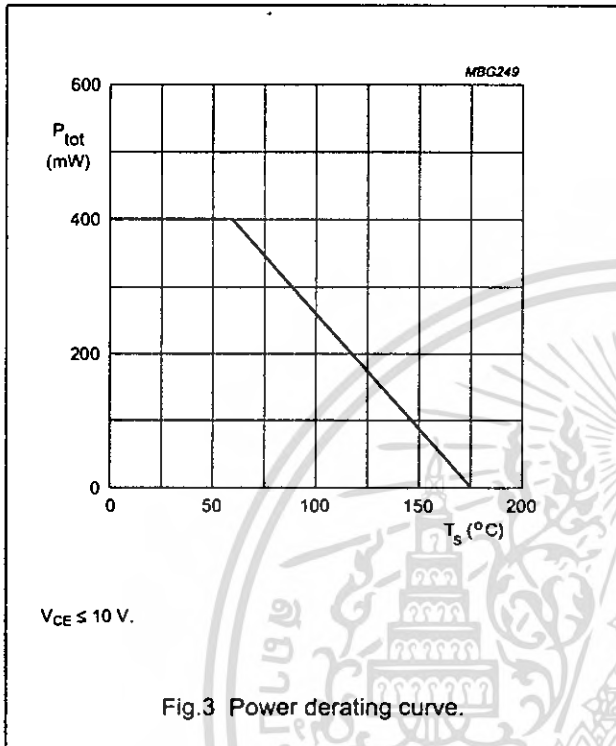
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I_{CBO}	collector cut-off current	$I_E = 0; V_{CB} = 8\text{ V}$	–	–	50	nA
h_{FE}	DC current gain	$I_C = 40\text{ mA}; V_{CE} = 8\text{ V}$	60	120	250	
C_e	emitter capacitance	$I_C = I_c = 0; V_{EB} = 0.5\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	2	–	pF
C_c	collector capacitance	$I_E = I_e = 0; V_{CB} = 8\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	0.9	–	pF
C_{re}	feedback capacitance	$I_C = 0; V_{CB} = 8\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	–	0.5	–	pF
f_T	transition frequency	$I_C = 40\text{ mA}; V_{CE} = 8\text{ V}; f = 1\text{ GHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	–	9	–	GHz
G_{UM}	maximum unilateral power gain (note 1)	$I_C = 40\text{ mA}; V_{CE} = 8\text{ V}; f = 900\text{ MHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	–	18	–	dB
		$I_C = 40\text{ mA}; V_{CE} = 8\text{ V}; f = 2\text{ GHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	–	11	–	dB
$ S_{21} ^2$	insertion power gain	$I_C = 40\text{ mA}; V_{CE} = 8\text{ V}; f = 900\text{ MHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	15	16	–	dB
F	noise figure	$\Gamma_s = \Gamma_{opt}; I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 8\text{ V}; f = 900\text{ MHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	–	1.3	1.8	dB
		$\Gamma_s = \Gamma_{opt}; I_C = 40\text{ mA}; V_{CE} = 8\text{ V}; f = 900\text{ MHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	–	1.9	2.4	dB
		$\Gamma_s = \Gamma_{opt}; I_C = 10\text{ mA}; V_{CE} = 8\text{ V}; f = 2\text{ GHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	–	2.1	–	dB
P_{L1}	output power at 1 dB gain compression	$I_C = 40\text{ mA}; V_{CE} = 8\text{ V}; R_L = 50\text{ }^\circ; f = 900\text{ MHz}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	–	21	–	dBm
ITO	third order intercept point	note 2	–	34	–	dBm
V_O	output voltage	note 3	–	500	–	mV
d_2	second order intermodulation distortion	note 4	–	–50	–	dB

Notes

- G_{UM} is the maximum unilateral power gain, assuming S_{12} is zero and $G_{UM} = 10 \log \frac{|S_{21}|^2}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)}$ dB.
- $V_{CE} = 8\text{ V}; I_C = 40\text{ mA}; R_L = 50\text{ }^\circ; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}; f_p = 900\text{ MHz}; f_q = 902\text{ MHz};$
measured at $f_{(2p-q)} = 898\text{ MHz}$ and $f_{(2q-p)} = 904\text{ MHz}$.
- $d_{im} = -60\text{ dB (DIN 45004B)}; I_C = 40\text{ mA}; V_{CE} = 8\text{ V}; Z_L = Z_S = 75\text{ }^\circ; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C};$
 $V_p = V_O; V_q = V_O - 6\text{ dB}; V_r = V_O - 6\text{ dB};$
 $f_p = 795.25\text{ MHz}; f_q = 803.25\text{ MHz}; f_r = 805.25\text{ MHz};$
measured at $f_{(p+q-r)} = 793.25\text{ MHz}$.
- $I_C = 40\text{ mA}; V_{CE} = 8\text{ V}; V_O = 275\text{ mV}; T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C};$
 $f_p = 250\text{ MHz}; f_q = 560\text{ MHz};$ measured at $f_{(p+q)} = 810\text{ MHz}$.

NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X;
BFG540/XR



NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X;
BFG540/XR

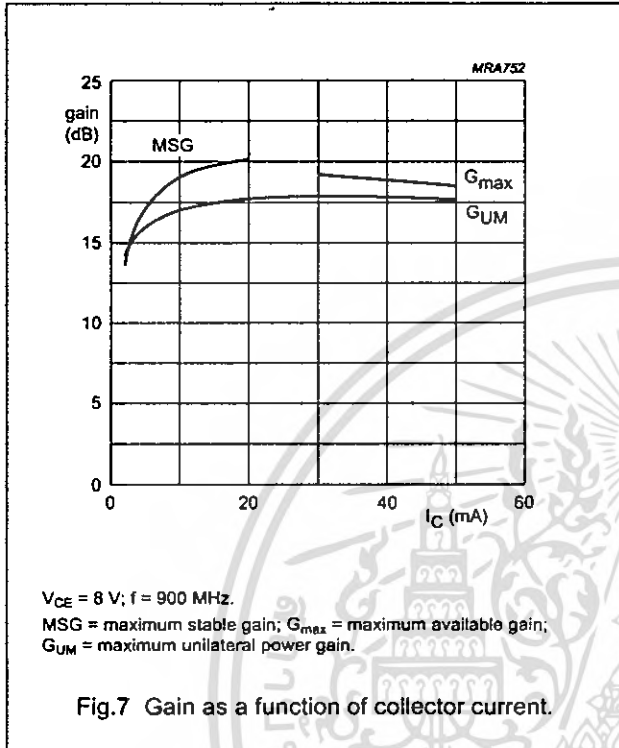


Fig.7 Gain as a function of collector current.

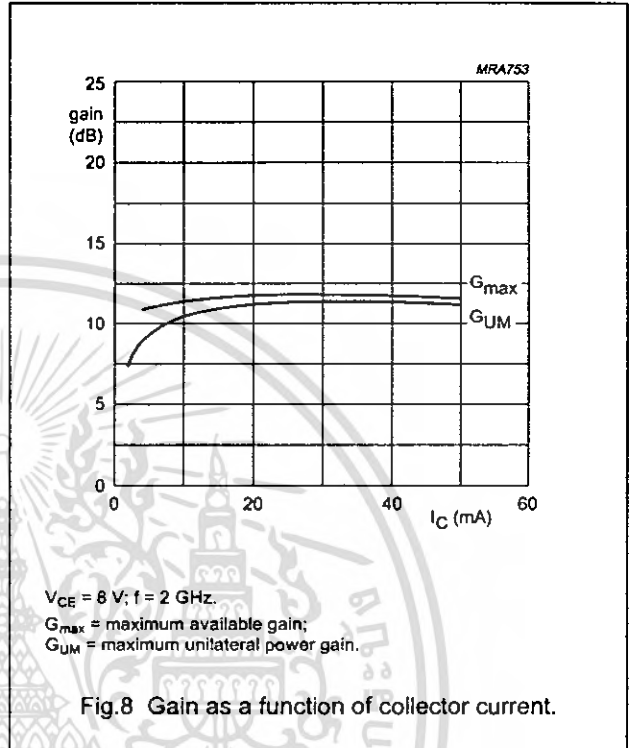


Fig.8 Gain as a function of collector current.

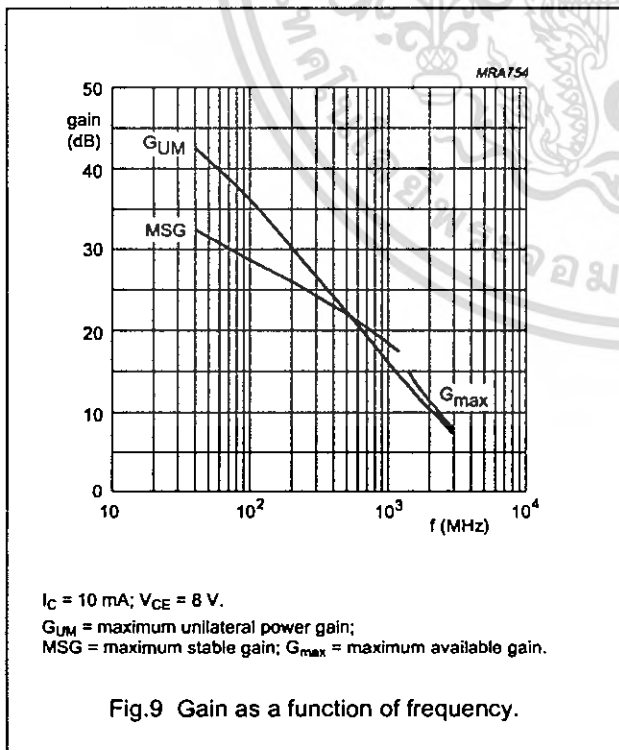


Fig.9 Gain as a function of frequency.

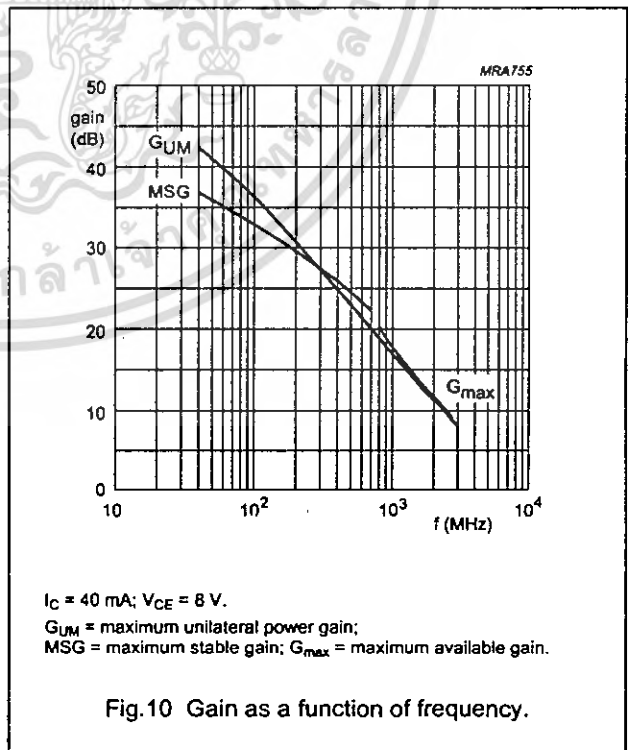


Fig.10 Gain as a function of frequency.

NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X;
BFG540/XR

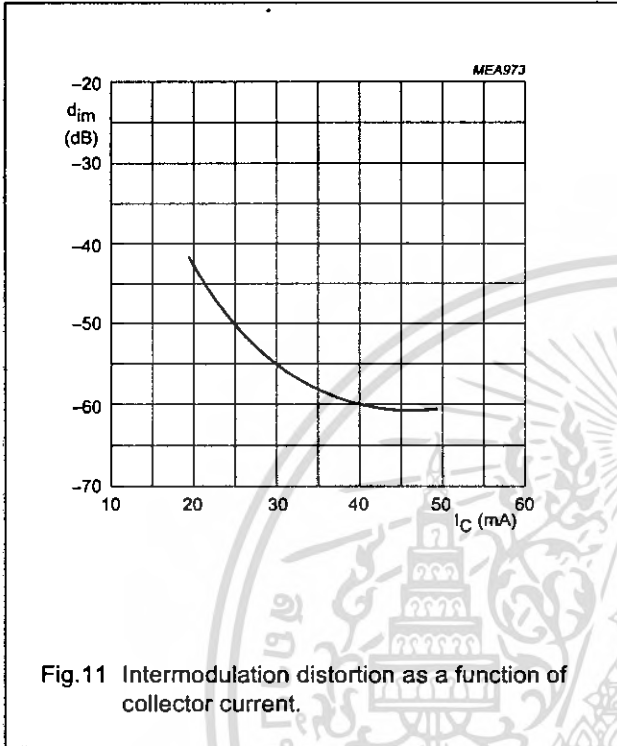


Fig.11 Intermodulation distortion as a function of collector current.

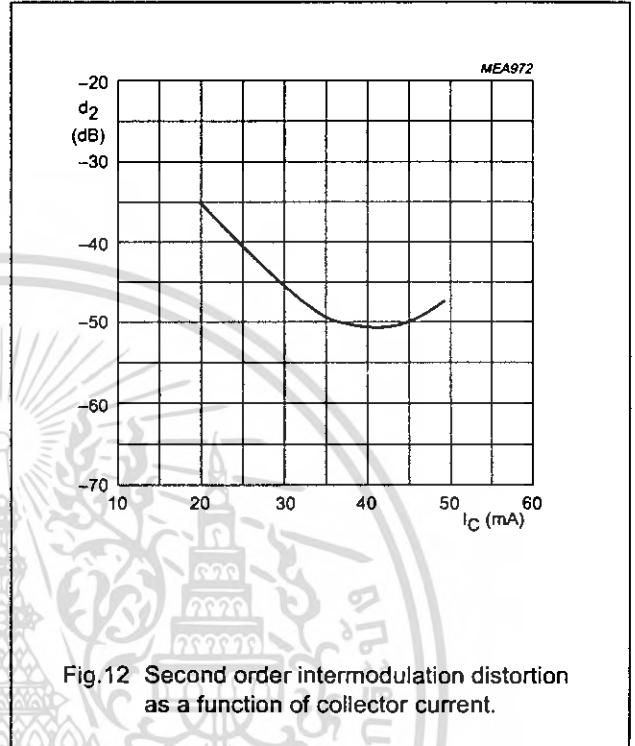


Fig.12 Second order intermodulation distortion as a function of collector current.

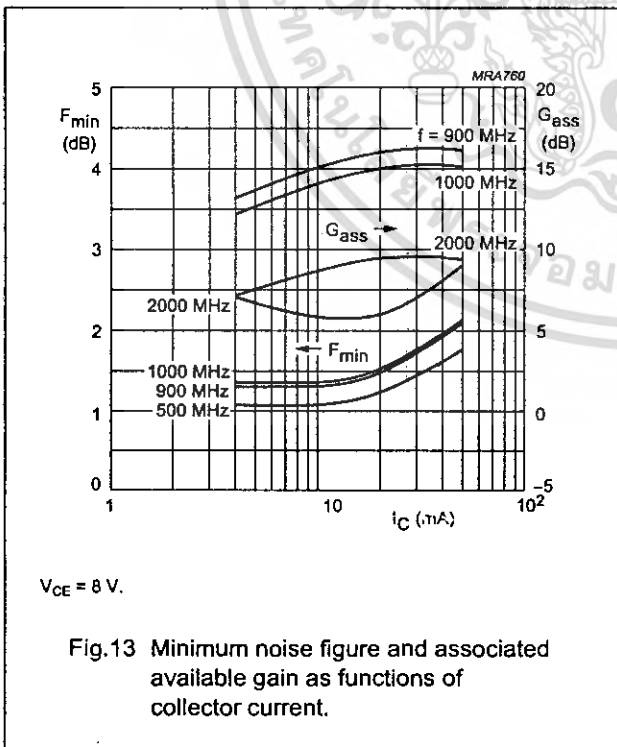


Fig.13 Minimum noise figure and associated available gain as functions of collector current.

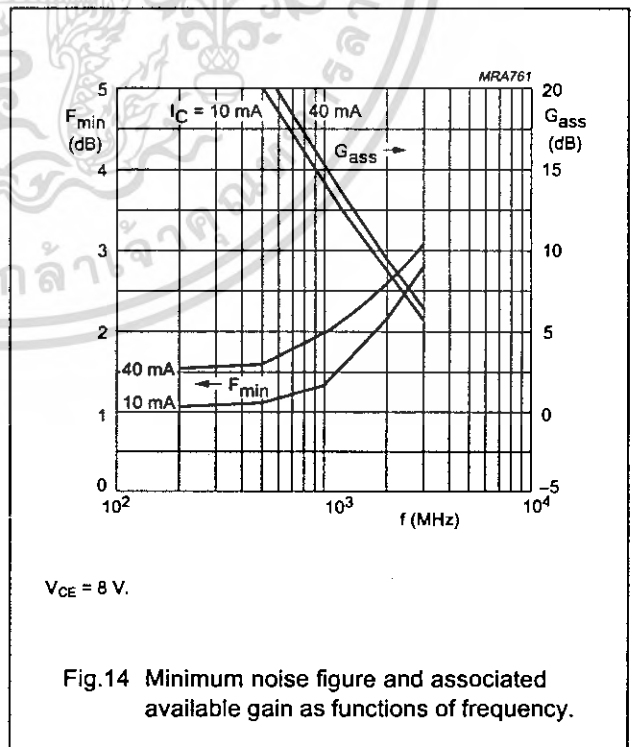
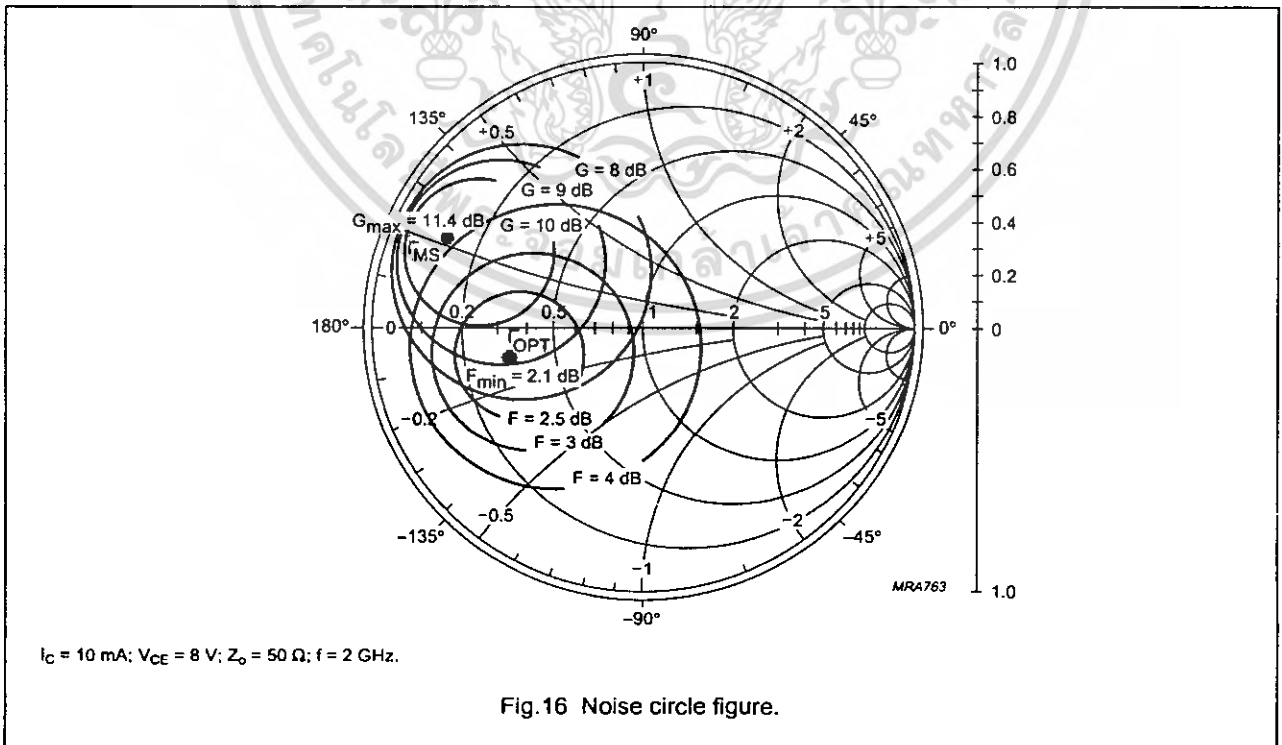
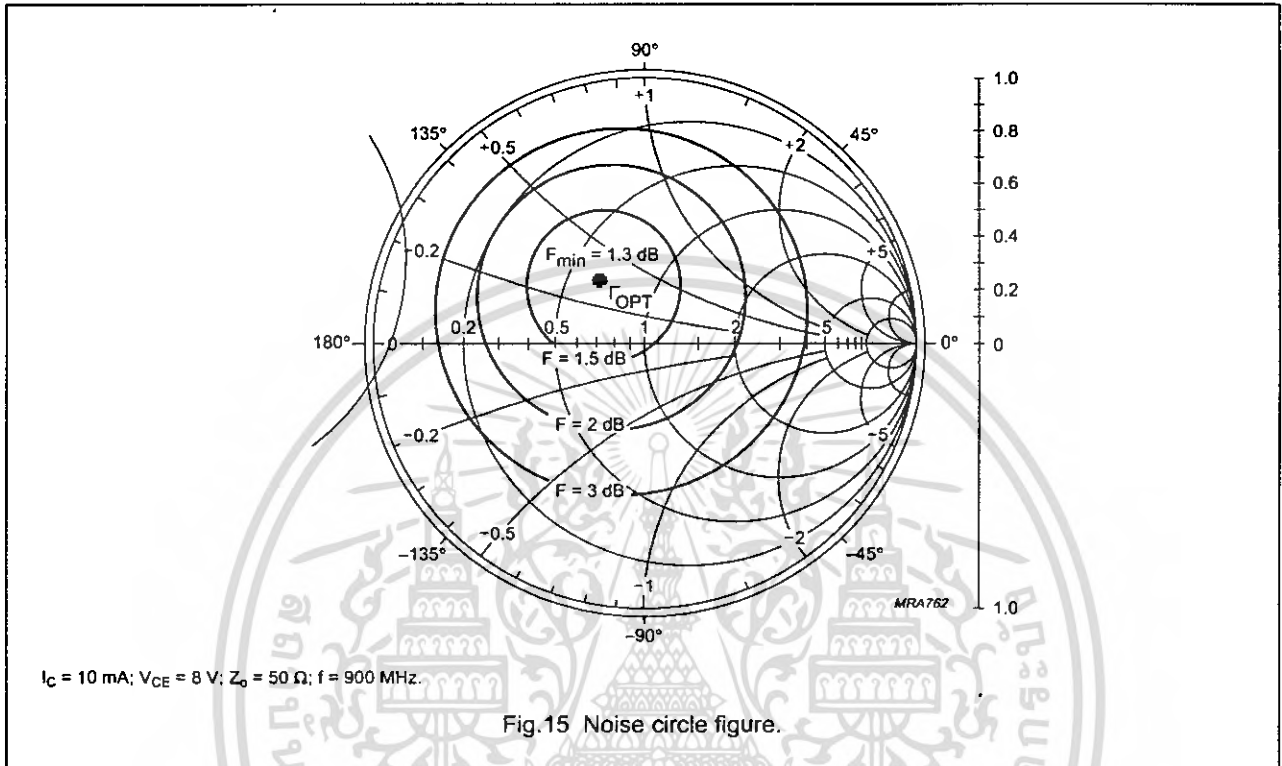


Fig.14 Minimum noise figure and associated available gain as functions of frequency.

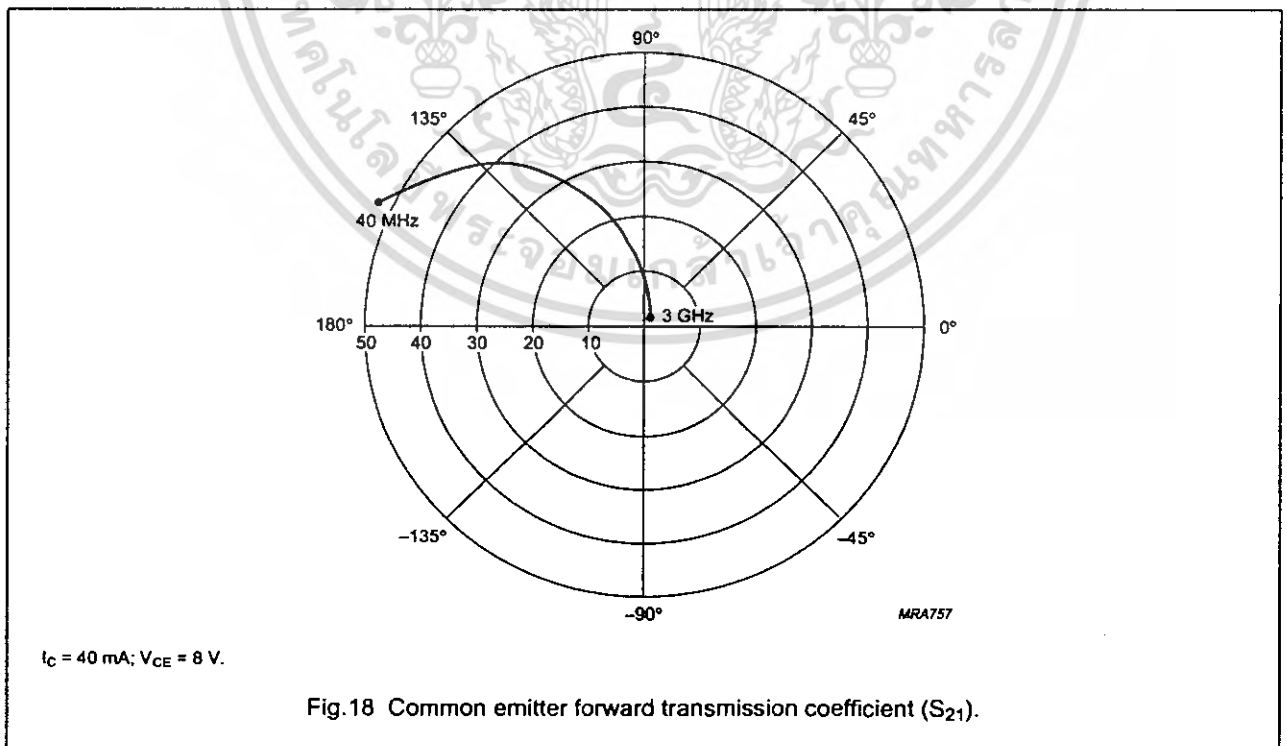
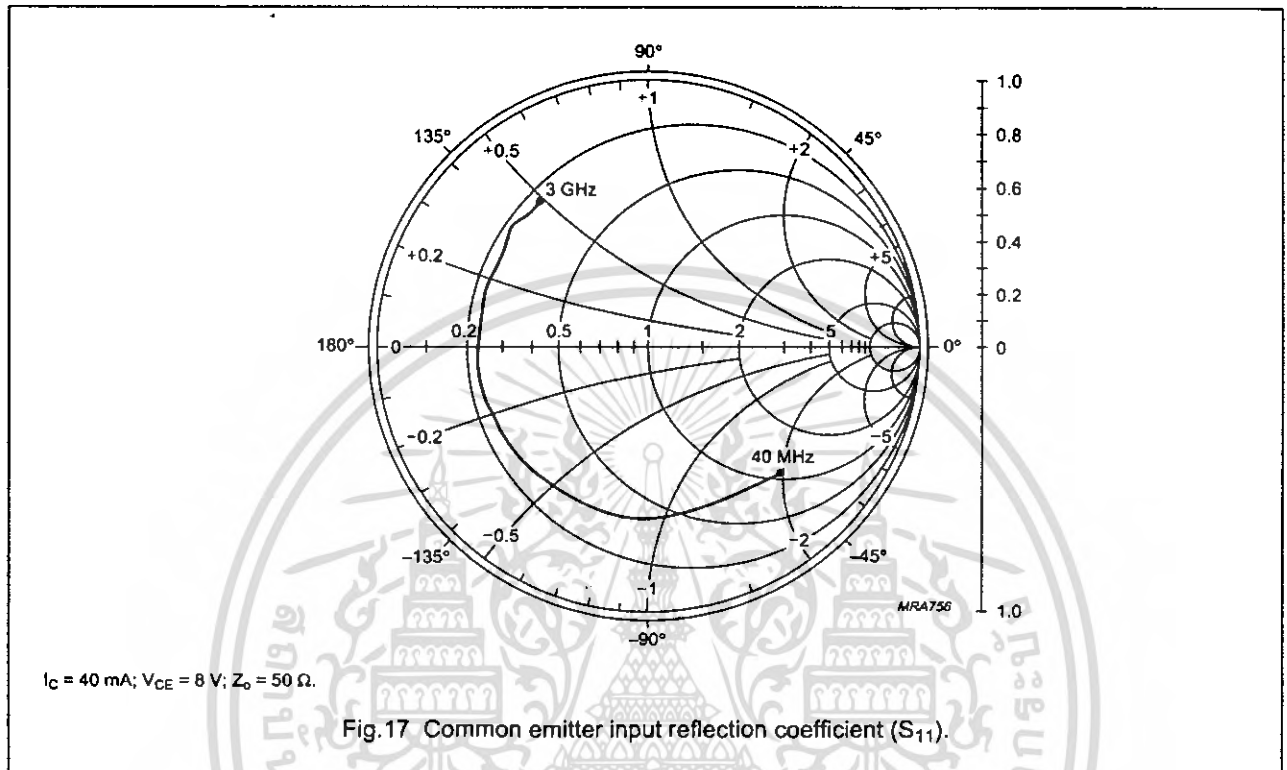
NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X;
BFG540/XR



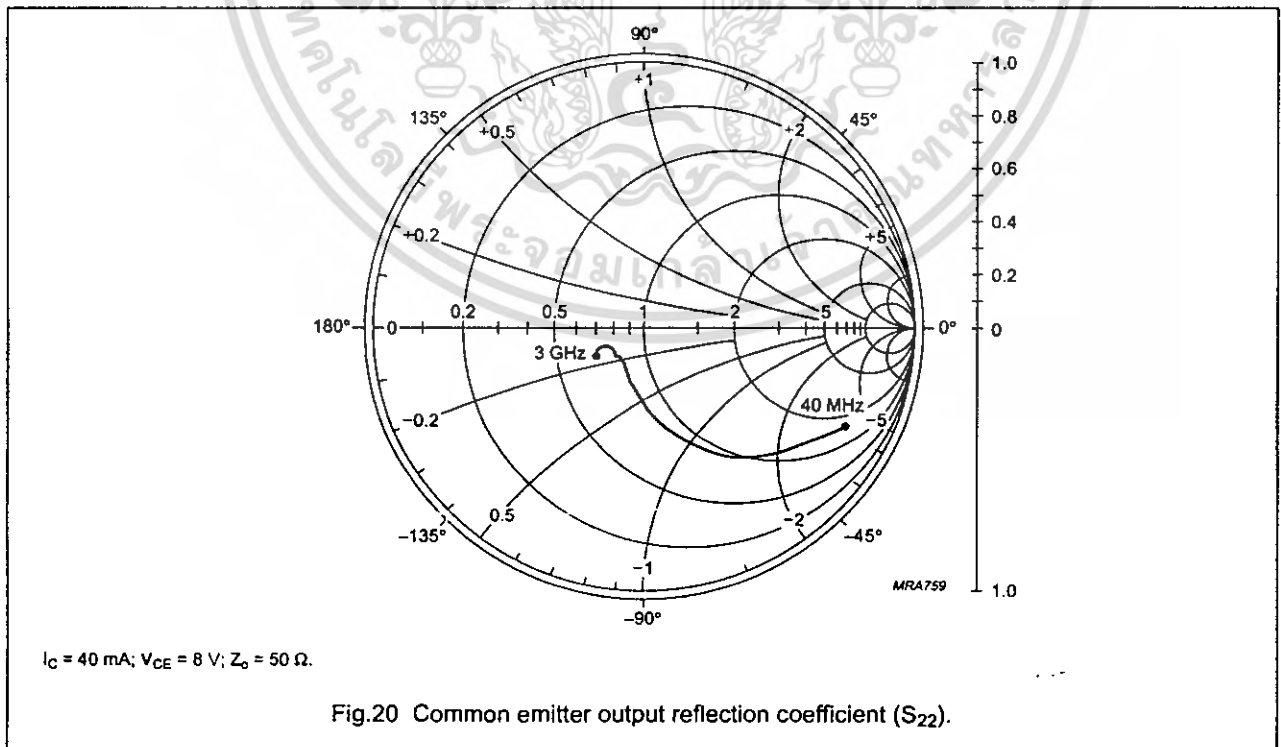
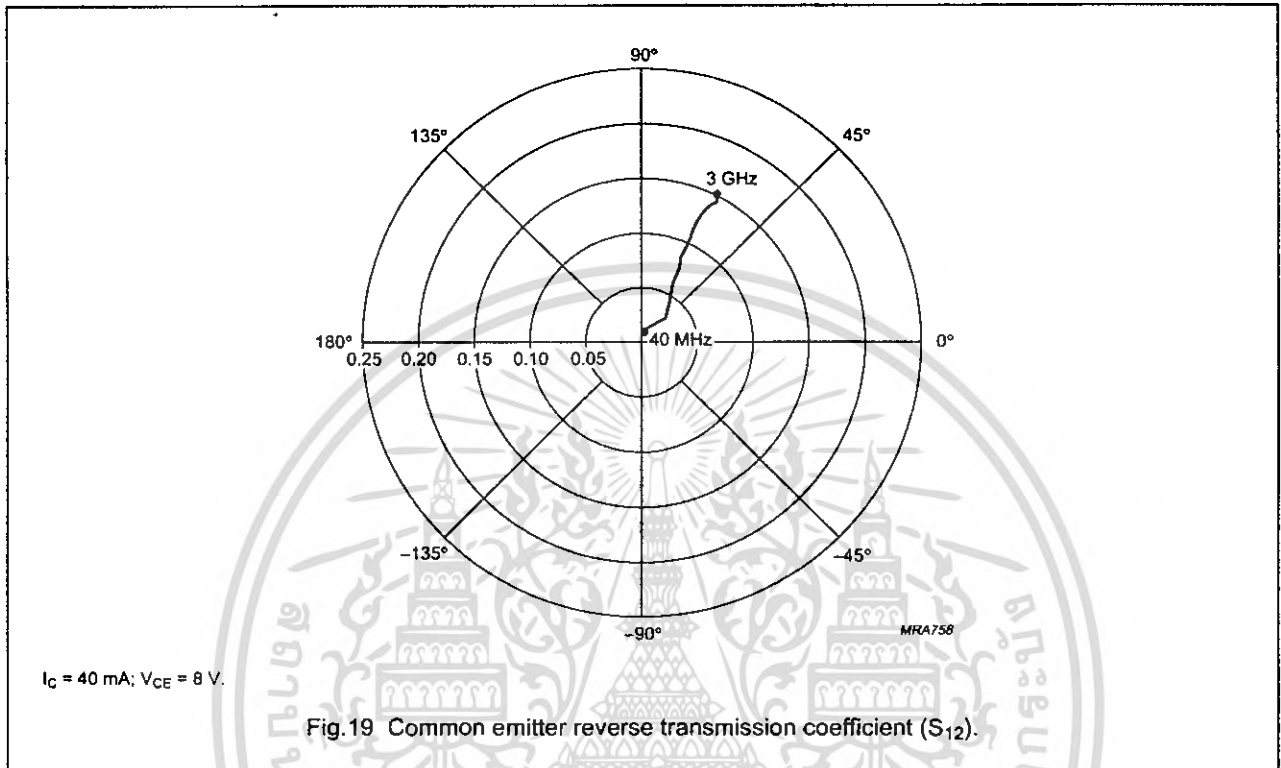
NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X;
BFG540/XR



NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X;
BFG540/XR



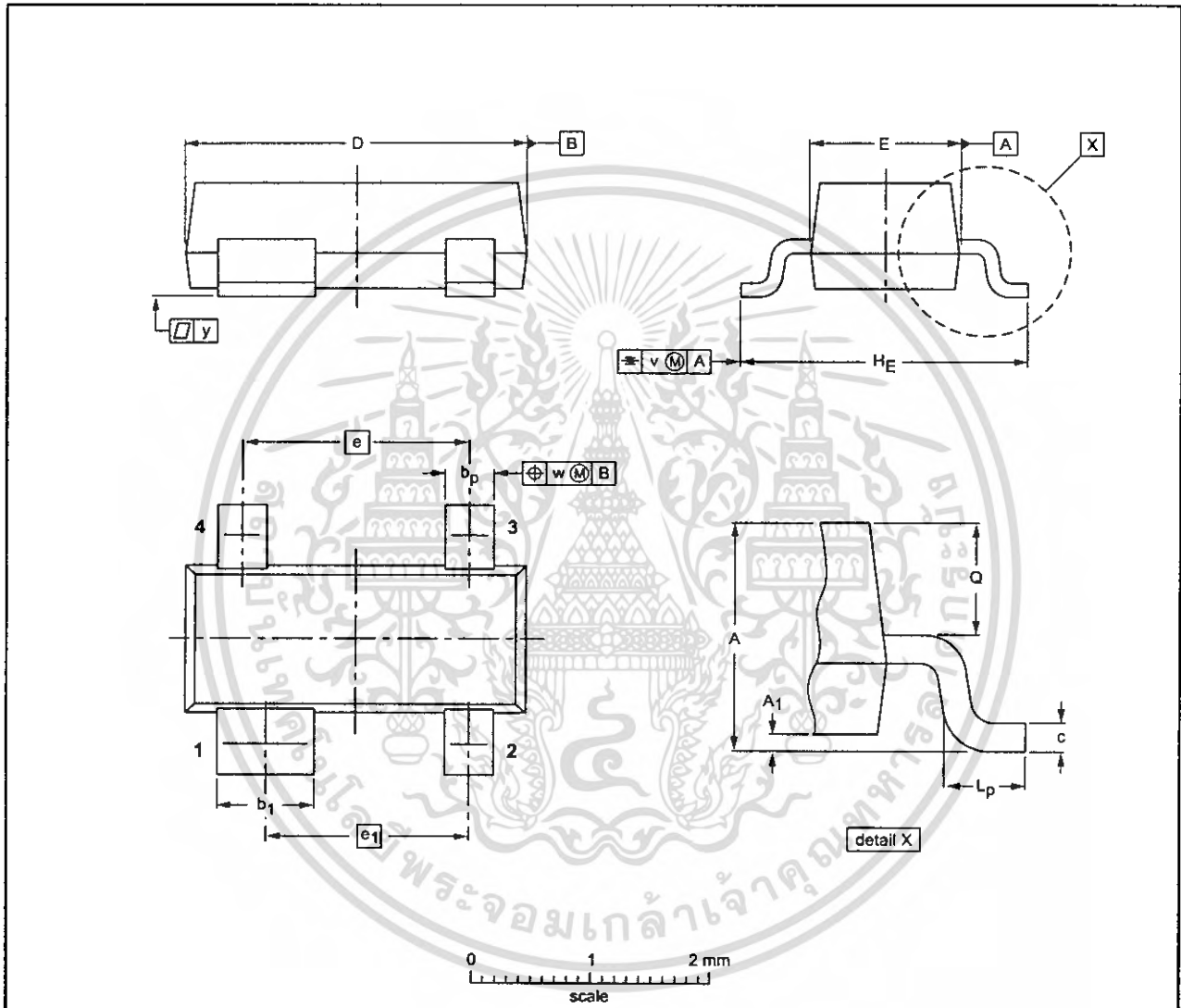
NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X;
BFG540/XR

PACKAGE OUTLINES

Plastic surface mounted package; 4 leads

SOT143B



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	A	A ₁ max	b _p	b ₁	c	D	E	e	e ₁	H _E	L _p	Q	v	w	y
mm	1.1 0.9	0.1	0.48 0.38	0.88 0.78	0.15 0.09	3.0 2.8	1.4 1.2	1.9	1.7	2.5 2.1	0.45 0.15	0.55 0.45	0.2	0.1	0.1

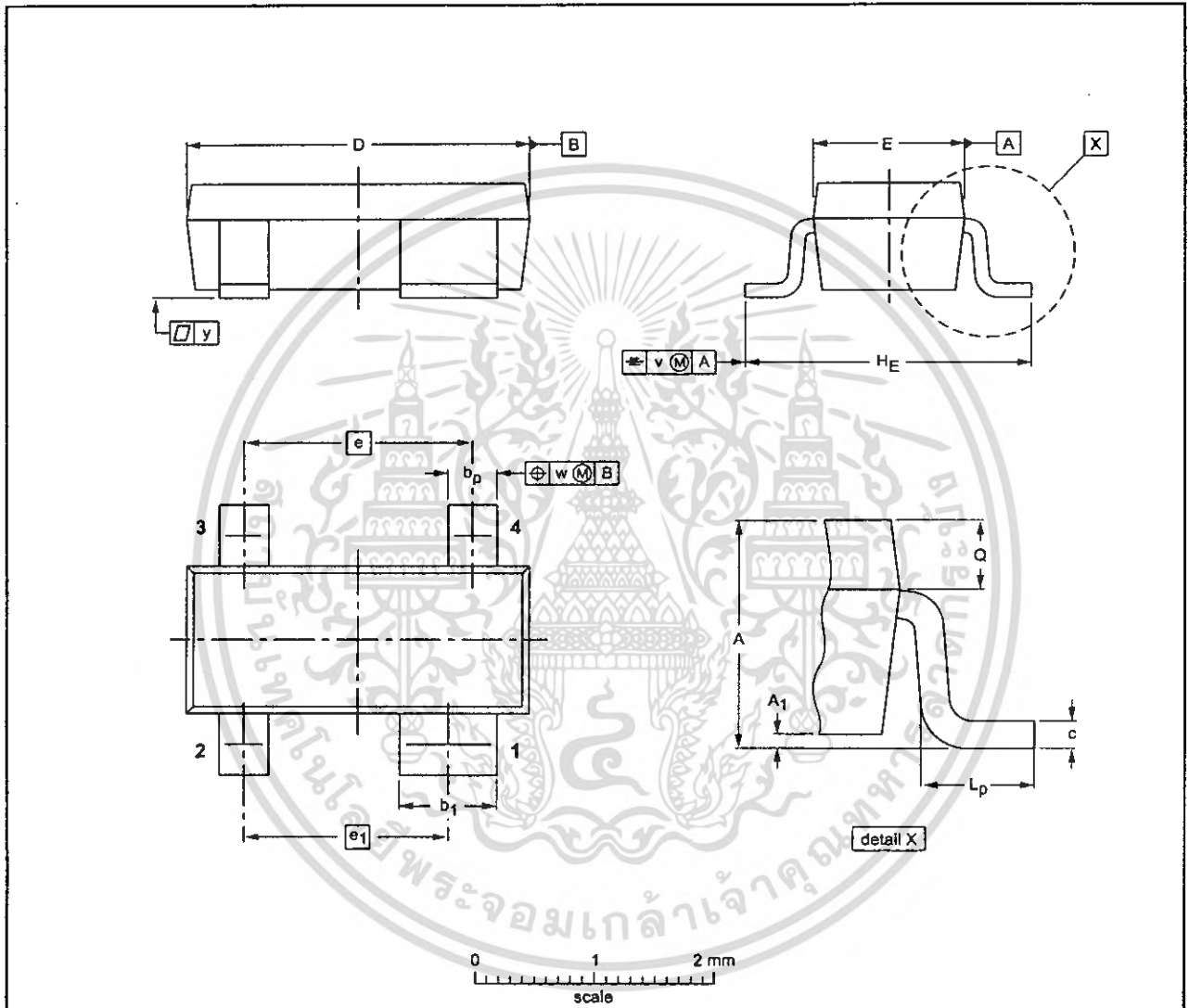
OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ			
SOT143B						97-02-28

NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X;
BFG540/XR

Plastic surface mounted package; reverse pinning; 4 leads

SOT143R



DIMENSIONS (mm are the original dimensions)

UNIT	A	A ₁ max	b _p	b ₁	c	D	E	e	e ₁	H _E	L _p	Q	v	w	y
mm	1.1 0.9	0.1	0.48 0.38	0.88 0.78	0.15 0.09	3.0 2.8	1.4 1.2	1.9	1.7	2.5 2.1	0.55 0.25	0.45 0.25	0.2	0.1	0.1

OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT143R					97-03-10

NPN 9 GHz wideband transistor

BFG540; BFG540/X;
BFG540/XR

DEFINITIONS

Data sheet status	
Objective specification	This data sheet contains target or goal specifications for product development.
Preliminary specification	This data sheet contains preliminary data; supplementary data may be published later.
Product specification	This data sheet contains final product specifications.
Limiting values	
Limiting values given are in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134). Stress above one or more of the limiting values may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and operation of the device at these or at any other conditions above those given in the Characteristics sections of the specification is not implied. Exposure to limiting values for extended periods may affect device reliability.	
Application information	
Where application information is given, it is advisory and does not form part of the specification.	

LIFE SUPPORT APPLICATIONS

These products are not designed for use in life support appliances, devices, or systems where malfunction of these products can reasonably be expected to result in personal injury. Philips customers using or selling these products for use in such applications do so at their own risk and agree to fully indemnify Philips for any damages resulting from such improper use or sale.